anno XLIV - numero 1 - gennaio 1972 - L. 500 - abbonamento postale - gruppo III/70

MENSILE
DI
TECNICA
ELETTRONICA

1

Per chi non vuole solo tecnica,
solo praticità,
solo eleganza
REX T12
Televisore portatile
completamente transistorizzato
con batterie
e ricarica batterie incorporati
funziona anche
con batteria esterna
e rete (125 - 160 - 220 V)
gruppo integrato con sintonia
a diodi a varicap
preselezione a pulsanti
stabilizzatore di tensione
incorporato
presa per auricolare
REX

MENSILE
DI
TECNICA
ELETTRONICA

N. 1 - gennaio 1972 - anno XLIV

SOMMARIO

PROPRIETA' — Editrice il Rostro S.A.S.

DIRETTORE RESPONSABILE — Alfonso Giovene

DIRETTORE TECNICO — Antonio Nicolich

CONSULENTE TECNICO — Alessandro Banfi

Associata all'USPI (Unione Stampa Periodica Italiana)

DIREZIONE - REDAZIONE - AMMINISTRAZIONE - UFFICI PUBBLICITA' — Via Monte Generoso, 6/a - 20155 - MILANO
Tel. 321542 - 322793 - C.C.P. 3/24227

Autorizz. Tribunale di Milano 9/9/1948 n. 464 del Registro - Stampa: Ediz. Tecniche - Milano - Via Baldo degli Ubaldi, 6 - Diffusione DIPRESS - C.so Lodi, 47 - Milano

EDITORIALE

di A. Nicolich

Anno nuovo, "secondo" nuovo

L'anno 1972 si apre con una novità scientifica, che demolisce l'unità di misura universalmente riconosciuta e finora ritenuta più stabile; l'unità di tempo, il minuto secondo. Nel campo delle misure esiste una varietà di sistemi e di unità da creare spesso confusione ed incomprensione. Basti pensare alle unità di lunghezza (mentre gli anglo-americani decidono di adottare il metro, noi ci ostiniamo a classificare cinescopi e tubi in pollici) di peso, di capacità, per non parlare dei sistemi di misura delle grandezze elettriche e magnetiche (sistemi elettrostatico assoluto, elettromagnetico assoluto, pratico, degli ingegneri etc.). L'unica unità sulla quale tutto il mondo era d'accordo, senza esitazione era proprio il « secondo » inteso come la 86400^{a} parte del giorno solare medio.

Orbene, questa definizione, cessa di essere valida a iniziare dal 1 gennaio 1972. La nuova unità di tempo si chiama ancora « minuto secondo », ma è definita atomicamente come una particolare transizione iperfina del Cesio, alla quale è stato assegnato il valore di frequenza 9.192.631.770,0 Hz. Dunque il « secondo » diviene un'unità atomica definita in termini di frequenza; il vecchio valore del secondo diminuisce di 3 nanosecondi (= 3.10^{-9}s) per adeguarsi alla nuova definizione ed assume un carattere ermetico ed astruso accessibile solo agli iniziati in atomica.

La modifica apparirà come un colpo di fulmine per molti lettori, ma si sappia che da lunga data cova sotto la cenere: essa fu sancita nel 1967 in sede della XIII Conferenza Generale Pesi e Misure e fu già adottata nell'emissione dei segnali orari e nella calibrazione dei campioni di frequenza in taluni paesi, tra i quali, incredibile dictu, c'è anche l'Italia. Con il Capo d'anno 1972, gli Scienziati hanno ritenuto maturo il tempo per la proclamazione dell'adozione ufficiale in tutto il mondo del nuovo e più preciso secondo.

Non si tratta di una ribellione d'obbligo agli usi del passato in ossequio ai canoni della contestazione generalizzata, ma di un'inarrestabile evoluzione verso modi più vicini alla verità, scopo primo ed ultimo di ogni ricerca scientifica.

Le nuove Fisiche di Einstein, Carlson, Lorentz, dei recenti « Premi Nobel », hanno il merito di denunciare e correggere le manchevolezze della vecchia Fisica classica, di condurci per mano aiutandoci a salire qualche gradino dell'interminabile scala del sapere, accostandoci un pochino di più al Principio di tutte le cose.

Come le nuove Fisiche, anche il nuovo « secondo » incontrerà oppos.tori, tradizionalisti, i quali non vedono più in là del naso, che per lungo che sia, finisce assai presto.

Tranquillizziamo tutti coloro che l'annuncio sorprende, dicendo che nessuna ripercussione sarà avvertibile nella vita quotidiana, non essendo neppure consigliabile correggere gli orologi (1 nanosecondo è uguale a un millesimo di un milionesimo di secondo!); il mondo seguiterà a girare, le notti e i giorni continueranno ad avvicendarsi con il loro ritmo di eterna immutabilità. L'influsso della transizione atomica del Cesio si avvertirà invece in tutte le attività dipendenti dall'angolazione terrestre, in particolare nell'astronautica.

Il parallelo con le Fisiche rivoluzionarie ci soccorre ancora: pur demolendo convinzioni cardinali del passato, esse non mutarono menomamente le modalità di vita, perché le velocità delle nostre macchine terrestri sono assai minori di quella della luce; quindi esse vanno intese come Fisiche raffinate contenenti in prima approssimazione la Fisica classica, che se pur classificabile di grado minore come precisione, serve egregiamente (e continuerà a servire) per tutte le necessità di quei microbi patogeni della Terra, noti con l'appellativo di uomini.

Ciò non esclude che i maghi moderni stiano già approntando effemeridi per la correzione degli orologi nel tempo.

Dal canto nostro, senza pretese di precisione, facciamo il seguente conticino della serva: in 1 giorno solare medio ci sono 86.400 secondi vecchi; in 1 Anno (365 giorni) ci sono $8,64.10^{4}.365 = 3,1536.10^{7}$ secondi vecchi; se in 1 secondo vecchio si sbaglia di 3.10^{-9} secondi nuovi, in 1 Anno si commette l'errore di $3,1536.10^{7}.3.10^{-9} \cong 9,461.10^{-2}$ secondi nuovi; allora, per commettere l'errore di 1 secondo nuovo occorrono $10^{2}/9,461 = 10,57$ anni, cioè ogni 10,57 anni scatta 1 secondo nuovo.

Praticando un'appendice agli auguri di Capodanno, facciamo voti affinché ciascuno possa effettuare almeno una decina di sincronizzazioni del proprio orologio.

I segnali di collaudo TV generati localmente semplificano le operazioni di allineamento

L. Kramer e U. La Dolcetta *(Dalla Sezione PIT - Philips)*

Foto 1 - Generatore tipo PM 5520 della nuova serie di strumenti Philips per il collaudo TV con selezione dei singoli segnali richiesti dalle specifiche operazioni di allineamento.

Foto 2 - La fotografia mostra un sistema di collaudo di ridotte dimensioni che può essere montato in custodia da banco o in custodia tipo rack a seconda dell'impiego.

Oggi, il ricevitore televisivo, oltre che un mezzo di svago, è anche un normale componente dell'arredamento domestico per moltissime famiglie dell'Europa occidentale ed infatti le vendite stanno ora salendo ad oltre sei milioni di unità all'anno. I ricevitori di tipo monocromatico sono ancora i più diffusi, ma già si verifica una crescente tendenza verso il ricevitore a colori, tanto da far prevedere che per la fine del 1975 le vendite di ricevitori TV a colori raggiungeranno quelle dei televisori bianco e nero.

Data la notevole ampiezza del mercato dei ricevitori TV, è molto elevata anche la competitività. I fabbricanti del settore sono perciò continuamente alla ricerca di metodologie atte ad accelerare la produzione e a frenare l'aumento dei costi. In produzione, la tendenza logica è perciò rivolta a normalizzare l'apparecchio mediante alcuni subassemblaggi più pratici.

Questa soluzione offre il vantaggio di richiedere meno linee di subassemblaggio e, benché il flusso produttivo sia più elevato, grazie alla razionalizzazione della produzione, si unisce la possibilità di ampliare il grado di automazione sia nel montaggio che durante le procedure di collaudo.

Per la verità, i fabbricanti del settore attribuiscono un'importanza grandissima alla normalizzazione mediante subassemblaggi, al punto che moltissimi costruttori si apprestano ad avviare complessi industriali che si occupano esclusivamente della fabbricazione dei subassemblaggi fondamentali. Questi possono comprendere, ad esempio, un'unità di luminanza e crominanza, un sintonizzatore e un'unità di deflessione di riga e di quadro; successivamente, questi subassemblaggi possono essere trasferiti ad un altro impianto e perfino ad un'altra fabbrica dove viene completato il montaggio finale e il collaudo.

I requisiti per l'automazione nel collaudo e nella produzione

Per ottenere la massima resa dagli investimenti relativi a queste produzioni di subassemblaggi, è richiesto un elevato grado di automazione sia in produzione che in collaudo. Il primo requisito può essere raggiunto mediante l'impiego di apparecchiature specializzate che svolgono predeterminate operazioni di montaggio in accordo con una sequenza logica o mediante qualche forma di controllo programmato.

Nel settore TV, però, il problema è molto più complicato, in quanto la figura dell'operatore è coinvolta in maggior misura, specialmente nell'analisi dei risultati del collaudo e nelle operazioni di allineamento. E' dunque evidente che in questo caso la risposta di fondo al quesito viene data dall'impiego di speciali segnali di collaudo che diano una chiara indicazione « SI/NO » all'operatore quale risultato del collaudo, semplificando d'altra parte l'analisi dei risultati e riducendo i tempi delle varie operazioni. Contemporaneamente, tali segnali devono anche poter essere adattati ad un controllo automatico programmabile a distanza dal momento che queste tecniche saranno impiegate in misura crescente nel collaudo di apparecchi TV.

Queste dunque sembrano essere le esigenze relative al collaudo imposte dall'aspetto mutevole della produzione di apparecchi TV. Sono esse soddisfatte dai sistemi di collaudo disponibili oggi? Questo è un aspetto del problema perlomeno discutibile perché gli strumenti normalmente impiegati nelle fabbriche di televisori sono del tipo in cui la generazione dei segnali è centralizzata e successivamente distribuita ai vari posti di collaudo TV. A causa del fatto che questi segnali sono generalmente di tipo complesso (cioè contengono informazioni per numerose fasi del collaudo), può essere tollerato solo un deterioramento minimo del segnale e, ancora, deve essere minimizzata la distorsione lineare, non lineare e riflessa. Tutto ciò rende la realizzazione e il funzionamento del sistema di distribuzione estremamente critico.

I sistemi centralizzati di distribuzione video o R.F. disponibili

Il normale sistema di distribuzione consiste di tre elementi fondamentali:
1 - Il modulatore
2 - La rete di distribuzione
3 - Il terminale ricevitore

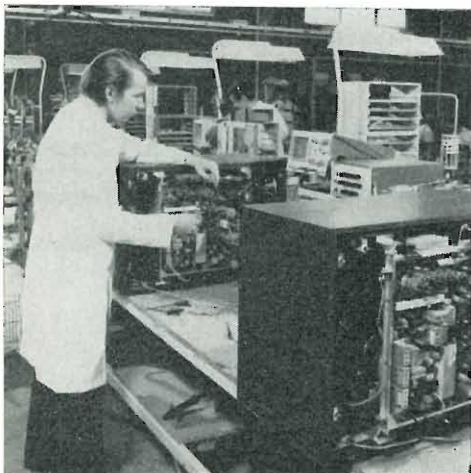
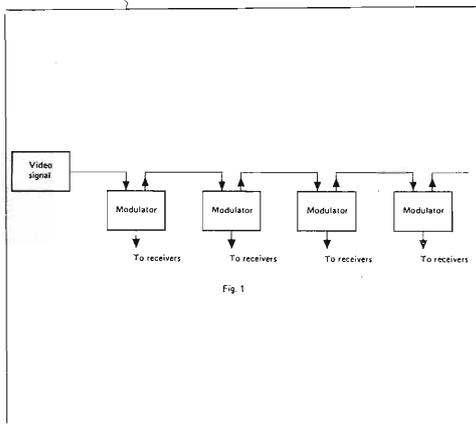
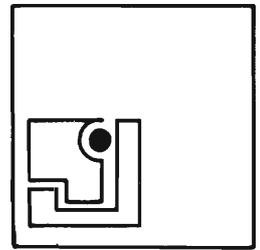
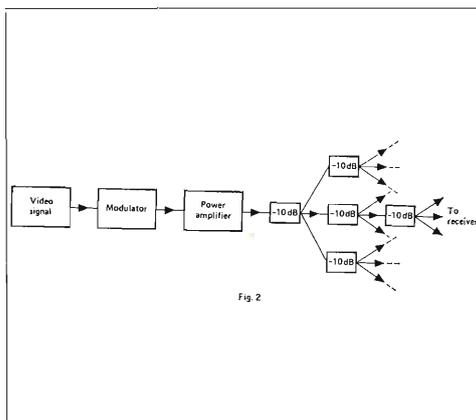



Fig. 1 - Schema a blocchi del sistema di distribuzione centralizzato tipo video.

Fig. 2 - Schema a blocchi del sistema centralizzato del tipo R.F.

Talvolta la sequenza dei primi due elementi è scambiata e in questo caso il sistema viene denominato sistema di distribuzione video in quanto i segnali vengono distribuiti a video-frequenza, a differenza del primo che è denominato sistema di distribuzione R.F.

Nel sistema video (fig. 1) la distribuzione del segnale è molto flessibile perché il segnale video può essere collegato secondo una rete ad anello a tutti i modulatori. Inoltre, le attenuazioni del cavo sono modeste e si possono usare cavi poco costosi. In questo sistema il problema principale è determinato dal fatto che le attenuazioni sono funzione della frequenza ed è perciò spesso necessario impiegare amplificatori con compensazione di frequenza. Anche la quantità di modulatori richiesta è grande e, per ragioni pratiche ed economiche, devono essere usati modulatori di tipo relativamente semplice. Ciò introduce complicazioni supplementari perché non si possono includere nei modulatori il filtro per la soppressione della banda laterale e l'equalizzazione di fase.

L'altra possibilità è quella di distribuire il segnale come un segnale R.F. (fig. 2). In questo caso viene usato solo il modulatore che può essere predisposto con tutte le caratteristiche addizionali necessarie, comprendenti il filtro per la soppressione della banda laterale e la correzione di fase. Dato però che la rete di distribuzione attenua in modo apprezzabile il segnale, il modulatore deve erogare un segnale di uscita con una potenza relativamente elevata.

Benché i due tipi di sistemi a distribuzione centralizzata prima esaminati abbiano vantaggi e svantaggi tecnico-economici comparabili, il loro principale svantaggio è comune ad entrambi. Ed è l'impiego di un segnale di collaudo complesso, direttamente legato al sistema di distribuzione.

Tale segnale può tollerare solo una limitatissima distorsione o deterioramento che, altrimenti, influirebbe negativamente sull'impiego del segnale di collaudo. In aggiunta a ciò, la natura complessa del segnale complica ulteriormente le procedure di allineamento, costringendo l'operatore ad interpretare, ad esempio, un'immagine complessa. Questo fattore diventa più pertinente ora con l'introduzione degli apparecchi TV a colori per i quali le procedure di allineamento sono comunque più complicate a causa delle complessità supplementari del segnale di collaudo e dell'interpretazione dell'immagine.

La vera risposta a questo problema si trova perciò nell'impiego di singoli segnali per ciascuna operazione di allineamento. Rimane però il problema di come distribuire questi segnali ai vari posti di collaudo. Ciò può essere risolto se i segnali vengono generati localmente.

Questo modo di affrontare il problema viene ora impiegato in una nuova serie di strumenti di taratura TV di recente realizzazione.

Questa soluzione, che rappresenta qualcosa di completamente nuovo nella generazione di segnali TV di collaudo, semplifica le operazioni di allineamento e consente altresì ai fabbricanti di aumentare gli investimenti relativi alla strumentazione all'aumentare della produzione, in contrapposizione al dover installare il sistema completo già all'avviamento della produzione. Inoltre, la strumentazione è completamente adattabile al funzionamento a distanza o al controllo programmato.

L'impiego di segnali SI/NO semplifica l'allineamento dei televisori

Il sistema si basa sulla selezione a pulsante di un singolo segnale o di più segnali per ciascuna operazione di allineamento; con l'eliminazione di segnali complessi, le effettive operazioni di allineamento del ricevitore risultano notevolmente semplificate e possono essere effettuate senza difficoltà anche dal personale di fabbrica meno esperto. Ancora, grazie alla semplificazione delle operazioni di allineamento, il tempo da loro richiesto viene ridotto di molto. Infine — forse il fattore più importante di ogni altra cosa — dato il tipo di segnale di allineamento impiegato, viene fornito un segnale risultante che, quando visualizzato su un tubo a raggi catodici, restituisce una chiara indicazione «SI/NO» a proposito della corretta o incorretta operazione particolare di allineamento che è stata effettuata. Ciò garantisce un allineamento molto preciso e rende impossibile qualsiasi errata interpretazione

Fig. 3 - Schema a blocchi dell'unità di crominanza per apparecchi TV a colori.

del display.

Il sistema fondamentale di generazione dei segnali comprende quattro strumenti che possono essere usati in numerose configurazioni, a seconda del tipo di allineamento che si vuol effettuare. Ad esempio, il generatore per collaudo TV a colori PM 5522 e il generatore monocromatico PM 5520 possono costituire entrambi la base per il collaudo della sezione video del ricevitore, per l'unità base dei tempi ed anche per le regolazioni sul cinescopio. Quando è richiesta una limitata capacità di segnale di collaudo a frequenza intermedia o in banda I, si può incorporare in entrambi i generatori l'unità PM 5527, con una spesa modesta, onde ottenere il segnale di portante I.F. di 38,9 MHz controllato a quarzo, oppure una delle tre portanti controllate a quarzo della banda I. Il quarto strumento PM 5524, va usato quando è richiesta una più ampia possibilità di segnali in V.H.F./U.H.F. rispetto a quella fornita dall'unità PM 5527 a canale singolo. Questo strumento fornisce un'uscita a frequenze portanti per le bande I, III, IV o V e un segnale F.M. di 5.5 MHz con o senza modulazione di 1 kHz, interna o esterna.

Probabilmente, la caratteristica più significativa di questo nuovo sistema, oltre al fatto di impiegare segnali generati localmente, è il modo in cui i suoi segnali producono le immagini sullo schermo a raggi catodici e che indicano chiaramente se un subassemblaggio è allineato correttamente o meno. Il generatore per collaudo TV a colori PM 5522, ad esempio, fornisce segnali specifici di allineamento e controlli funzionali per la linea di ritardo del ricevitore e le sezioni demodulazione e matricizzazione, compresi altri segnali che consentono di osservare gli effetti della deviazione di frequenza di sottoportante e le ampiezze burst e croma. Quest'ultime possibilità sono molto importanti perché consentono di effettuare numerosi controlli che sono di difficile realizzazione con segnali a generazione centralizzata.

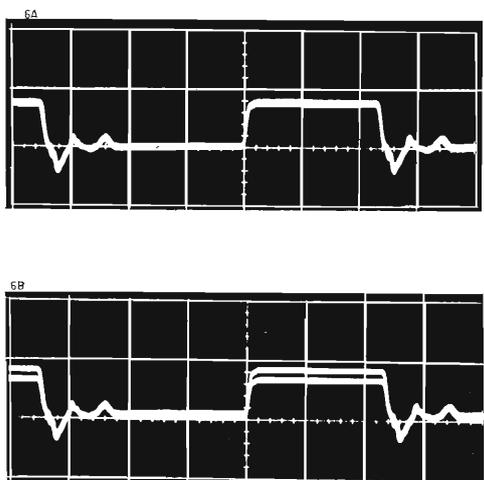
Gli effetti dovuti alle deviazioni di frequenza sottoportante vengono ad esempio usati per controllare la gamma « catch and hold » del discriminatore, quelli per l'ampiezza burst per l'allineamento del « colour killer » e quelli dell'ampiezza croma per verificare l'efficacia del controllo automatico di colore. Quando l'operatore impiega questa nuova strumentazione può selezionare mediante pulsanti, tutti i segnali richiesti per il controllo di un particolare del subassemblaggio oppure per un'intera sezione. Ad esempio, per la piastra stampata « croma » di tipo normale (Fig. 3) sono necessari sei segnali, cioè tre segnali per il controllo della linea di ritardo, del commutatore PAL e allineamento di fase e tre segnali per il controllo della matrice; tutti questi segnali possono essere selezionati mediante pulsante in qualsiasi sequenza richiesta.

Per i controlli della linea di ritardo viene usato un segnale di semi-riga (R-Y) che è composto come in fig. 4. Usando la prima parte di questo segnale, qualsiasi inconveniente in ampiezza del circuito di ritardo viene indicato sull'uscita (R-Y) (vedi fig. 3) in quanto il segnale della linea di ritardo viene sottratto dalla linea 2 che viene inviata direttamente al commutatore PAL. Nel caso di qualsiasi errore di fase, poi, questo viene determinato usando la seconda parte del segnale, quella (B-Y). Come per la sezione (R-Y), anche le sezioni (B-Y) delle linee 1 e 2 vengono confrontate e qualsiasi errore di fase risulta in una componente (R-Y) presente all'uscita (R-Y). L'immagine risultante per l'allineamento corretto della linea di ritardo è mostrata in fig. 5 (a), mentre quella per l'errore in ampiezza è mostrato in fig. 5 (b) e per l'errore di fase in fig. 5 (c). Tutto ciò indica chiaramente la natura SI/NO del display impiegato. Immagini dello stesso tipo si ottengono quando si controlla il commutatore PAL; l'ampiezza del segnale è mostrata in fig. 6 (a) e (b) e ancora una volta è illustrata la loro natura SI/NO.

Possibilità di controllo completamente automatico della commutazione dei segnali

Oltre alla considerevole semplificazione

Fig. 4 - Segnale di collaudo usato per i controlli della linea di ritardo.

Fig. 5 - Immagine dell'oscilloscopio ottenuta per: a) esatta regolazione della linea di ritardo; b) con errore di ampiezza; c) con errore di fase.

delle operazioni di allineamento dei subassemblaggi TV e al miglioramento qualitativo dell'allineamento mediante l'eliminazione di qualsiasi interpretazione fornita dal display, la nuova serie di strumenti è anche facilmente adattabile al crescente impiego di controlli programmati anche a distanza per il collaudo di apparecchi TV e di subassemblaggi, qualcosa cioè che ancora manca nei sistemi a distribuzione centralizzata. Tutti i segnali di uscita sono disponibili su connettore posto sul retro di ciascun strumento; in tal modo la commutazione da un segnale di collaudo ad un altro può essere effettuata sia a distanza che mediante controllo programmato.

Normalmente si intende che queste operazioni vengono effettuate mediante commutatori meccanici o circuiti logici (DTL o TTL ad esempio) in modo tale che lo operatore debba solo premere un pulsante per ottenere il segnale completo (che in alcuni casi consiste di parecchi segnali e in altri solo di uno) richiesti per un dato allineamento. Se è richiesto il controllo completamente automatico della sequenza l'impiego di circuiti logici DTL o TTL può allora consentire la commutazione automatica di tutti i segnali di collaudo avendo l'operatore il solo incarico di apportare le necessarie regolazioni delle tracce per una corretta visualizzazione sul display a raggi catodici. Queste possibilità, relative alla completa automatizzazione del controllo, sono particolarmente adatte per la prossima generazione di fabbriche di televisori, ma possono anche essere d'ausilio per migliorare il rendimento degli attuali impianti.

Oltre ai benefici di carattere tecnico, la nuova serie di strumenti offre parecchi importanti vantaggi economici. Primo fra questi è l'investimento relativo a questi strumenti, che è limitato alle necessità del momento, cioè ad un determinato numero di posti di collaudo. All'aumentare della produzione l'impianto è ampliabile proporzionalmente. Un altro beneficio si ha in caso di guasto di uno strumento in quanto questo può essere sostituito in pochi minuti con un altro, essendo necessario rifare solo alcuni collegamenti. Quando ciò si verifica, gli altri posti di collaudo possono continuare a lavorare, mentre con un sistema centralizzato, in caso di guasto, si deve fermare l'intero impianto.

La combinazione dei vantaggi tecnici ed economici fornita dalla generazione localizzata dei segnali di collaudo TV renderà in futuro doveroso per molti fabbricanti l'impiego di tale strumentazione, specialmente in vista di una produzione più specializzata e di una produzione di apparecchi TV a colori molto diversificata. Con ciò non è detto che questi strumenti vadano a sostituire completamente quelli centralizzati. Piuttosto si ritiene che tale strumentazione verrà generalmente usata per il controllo dei subassemblaggi, mentre un sistema centralizzato verrà usato in un'altra fabbrica per il controllo finale dell'intero ricevitore. Quando la produzione dei subassemblaggi e del ricevitore completo sono concentrate in una sola fabbrica, allora si può prevedere che la soluzione a generazione localizzata verrà ancora usata per il collaudo dei subassemblaggi grazie ai suoi vantaggi tecnici ed economici, e che l'impianto centralizzato verrà usato per il collaudo finale del ricevitore completo. Un altro settore dove si affermerà l'impiego della generazione localizzata dei segnali si pensa debba essere quello del controllo di qualità in quanto, qui, per le prove di qualità svolte da tale reparto è necessaria una sorgente di segnale completamente indipendente.

Dove è richiesto il collaudo dei subassemblaggi, tale strumentazione offre dei vantaggi veramente tangibili. L'impiego dei segnali di collaudo che forniscono chiare indicazioni SI/NO dei risultati non solo semplificano le procedure di allineamento, migliorando la reale qualità dell'allineamento stesso, ma riducono il tempo di collaudo richiesto e consentono di impiegare operatori di modesta qualificazione. Tutti questi fattori contribuiscono nel migliorare ed economizzare la funzione del posto di collaudo e, in definitiva, si traducono in una produzione più rapida di subassemblaggi perfettamente allineati. Quest'ultimo è un beneficio che un fabbricante può permettersi di trascurare solo a suo rischio e pericolo.

Fig. 6 - Immagine dell'oscilloscopio ottenuta per: a) ampiezza corretta del commutatore PAL e b) per ampiezza incorretta.

Comunicazioni spaziali

B. Mediedief - a cura di P. Quercia

1. Premesse ed un po' di storia

L'esplorazione dello spazio cosmico con stazioni interplanetarie automatiche è una realtà acquisita da alcuni anni.
Diamo una panoramica dei vari problemi che scaturiscono nella trasmissione a terra dei dati acquisiti nello spazio da tali veicoli funzionanti nel cosmo, appunto senza alcun apporto di una presenza coordinatrice umana a bordo.
Gli elementi informativi riportati sono stati tratti principalmente da fonte sovietica (1).
Il 2 gennaio 1959 l'Unione Sovietica ha inviato il primo missile esploratore in direzione luna e nell'ottobre dello stesso anno sono state ottenute le prime fotografie della storia della faccia opposta della luna (2).
Successivamente sono state inviate stazioni automatiche in direzione Marte e Venere. Nel corso degli anni successivi le esplorazioni spaziali con stazioni automatiche sono notevolmente aumentate.
Alla fine dell'anno 1970 la stazione cosmica automatica « Luna 16 » ha riportato a terra campioni di roccia lunare.
« Luna 17 » successivamente ha sbarcato sulla superficie lunare il primo veicolo mobile, comandato telemetricamente da terra e ritrasmettente i dati raccolti per l'esplorazione appunto della superficie lunare.
La stazione « Venere 7 » ha compiuto, con ricchissima raccolta di dati scientifici una missione su Venere.

2. Il problema delle comunicazioni spaziali

La distanza operativa delle stazioni automatiche interplanetarie è attualmente sulla decina di milioni di chilometri.
Con il proseguimento delle missioni esplorative anche verso i pianeti più distanti del sistema solare (fig. 1 e 2) le distanze ovviamente aumenteranno rendendo sempre più stringenti ed impegnative le esigenze nello stabilire comunicazioni da Terra e viceversa delle stazioni automatiche medesime.

3. I Segnali telemetrici trasmessi

I segnali telemetrici, trasmessi dai trasmettitori di bordo delle stazioni interplanetarie sono, generalmente di due tipi:
a) segnali di uscita dai sensori di bordo, controllanti il buon funzionamento del complesso, come la temperatura, pressione, spostamento, vibrazioni ecc. della stazione spaziale medesima;
b) segnali inerenti ai sensori raccoglienti i parametri esterni, determinati dallo scopo medesimo della missione esplorativa.
La comunicazione trasmessa dalle stazioni automatiche è caratterizzata dal contenuto informativo espresso in codice binario, raccolto dai vari sensori. Questi, a loro volta, sono caratterizzati dal volume di flusso di informazione raccolta in media nell'unità temporale.
Il contenuto informativo maggiore è raccolto ovviamente dai segnali di tipo *b*) fornenti dati sui parametri « esterni », inerenti all'ambiente cosmico in cui si muove la stazione interplanetaria.
La quantità di informazione da trasmettere a terra durante tutto il volo può raggiungere diversi milioni di unità binarie.
I sistemi telemetrici trasmittenti di bordo sono caratterizzati appunto dalla capacità di trasmettere, a terra senza errori il massimo contenuto informativo medio nell'unità di tempo.
Un sistema telemetrico viene ottimizzato rendendo le sue capacità trasmissive idonee al contenuto globale informativo raccolto dai sensori di bordo.
Compaiono immediatamente due esigenze: una consistente nell'incentivo di raccogliere il maggior numero possibile di dati ricavabili nella missione di volo, dall'altra le capacità trasmissive del sistema telemetrico, ovviamente limitate.

4. Alcune caratteristiche di trasmissione

La quantità di informazione C da un sistema dipende dalla banda di frequenza occupata F e dai livelli energetici del segnale P e del rumore N all'ingresso del ricevitore a terra:

$$C = \log\left(1 + \frac{P}{N}\right)$$

Più alto è il rapporto segnale disturbo, maggiore è la quantità di informazione trasmissibile nell'unità di tempo.
Rimane evidenziata la difficoltà di stabilire collegamenti cosmici.
La distanza ed il rumore sono due fattori determinanti.
In fig. 4 è riportato il grafico del livello di segnale utile in funzione della distanza (curve I, II, III). La curva II si differenzia dalla I nella maggiore potenza G_2 del trasmettitore usato ($G_2 > G_1$). La curva III è riferita, ancora per una potenza del trasmettitore G_2, ad un sistema con maggiore guadagno di antenna.
Il livello di rumore dipende dal tipo di ricevitore.
Per una certa distanza stabilita, una ricezione risulta possibile quando il livello del segnale utile è superiore a quello di rumore . (Questo se non vengono adottati particolari tipi di modulazione).
È auspicabile, ad esempio, per un collegamento cosmico che l'amplificatore di ingresso del ricevitore sia del tipo ottico « laser ».
Il rumore cosmico, radio-segnale di natura caotica, è generato da svariati corpi celesti caldi: stelle in generale, il sole, l'atmosfera terrestre e la terra medesima. Tale rumore, parzialmente attenuato dalla ionosfera, entra all'ingresso del ricevitore coprendo il segnale utile contenente l'informazione. Oltre ai rumori « esterni » all'ingresso del ricevitore è presente il rumore di natura « interna », generato nel ricevitore medesimo. Se il preamplificatore del ricevitore è costruito con tubi convenzionali, la temperatura di rumore equivalente sale ad alcune migliaia di gradi. Adottando amplificatori a semiconduttori, parametrici e raffreddati, la temperatura di rumore equivalente può essere abbassata ad un centinaio di gradi.

Fig. 1

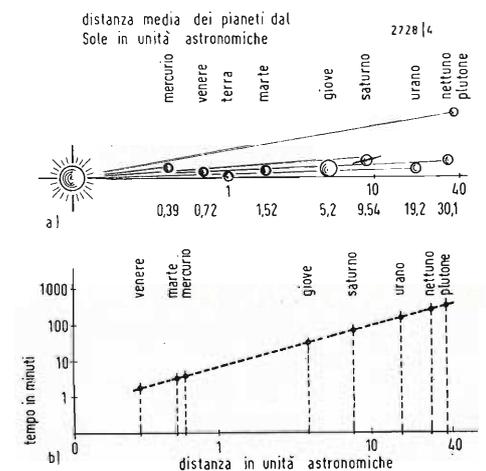
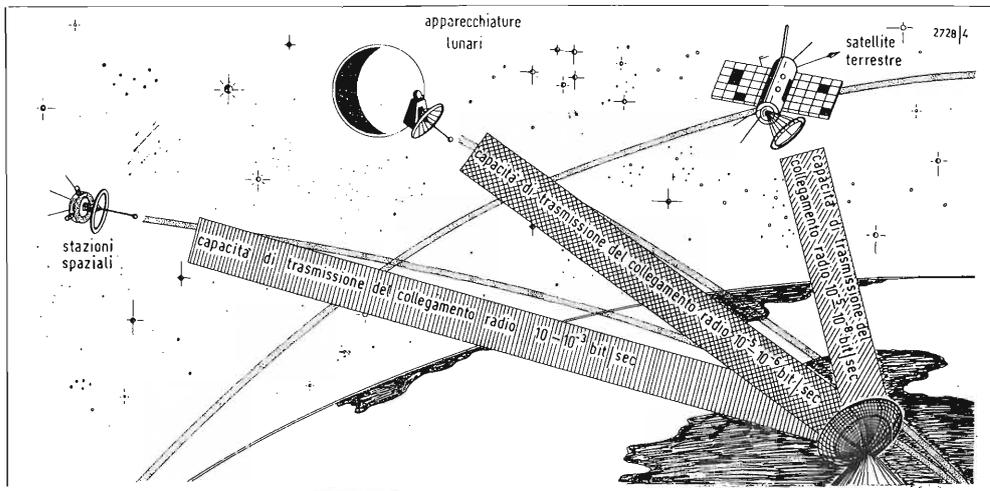
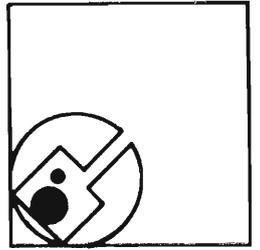



Fig. 2

Adottando amplificatori particolarissimi, i « maser » la temperatura di rumore può essere contenuta in alcune decine di gradi e meno.
I rumori « esterni » di origine cosmica, possono essere abbassati adottando una antenna ricevente fortemente selettiva con diagrammi di radiazione molto stretti e piccoli lobi laterali.
Le enormi distanze fra la stazione spaziale ed il ricevitore a terra portano che il livello del segnale in arrivo, trasmesso dallo spazio, è di intensità infinitesima.
Una parte cospicua del segnale utile trasmesso viene dispersa in svariate direzioni e totalmente persa.
Ad esempio se il veicolo spaziale, con il trasmettitore di bordo, si trova in prossimità di Venere (distanza: 60-80 milioni di km), il segnale ricevuto a terra è dell'ordine di 10^{-20} W/m² (Nelle trasmissioni ordinarie questa grandezza è dell'ordine di $10^{-4} \div 10^{-5}$ W/m²).
Con l'aumentare della distanza fra trasmettitore e ricevitore il livello del segnale ricevuto decresce con il quadrato della distanza.

Valutando i fattori esposti, risulta che in un certo senso l'esplorazione spaziale è fortemente condizionata dalle necessità di mantenere collegamenti con la terra.

L'energia necessaria per il proseguimento del volo è costante e assai piccola mentre quella per i collegamenti con la terra aumenta con la distanza. In fig. 3 è riportata la capacità di trasmissione di un collegamento cosmico in funzione della distanza.
La velocità di trasmissione da bordo di una nave spaziale in prossimità di Marte o Venere è limitata a centinaia ed anche decine di bit/sec. La velocità di trasmissione per satelliti orbitanti intorno alla terra (es. satelliti meteorologici) si eleva a decine di migliaia di bit/sec. In una normale rete televisiva la velocità di trasmissione raggiunge alcune decine di milioni di bit/sec. e più.

5. Possibili miglioramenti

Si può aumentare la potenza del trasmettitore di bordo, ed aumentare la direttività verso terra dell'energia trasmessa. Questa direttività si ottiene con l'impiego di antenne fortemente direttive a bordo e a terra.

Le due possibilità proposte cozzano contro due difficoltà realizzative, particolarmente sentite a bordo del veicolo interplanetario. L'aumento della potenza del trasmettitore porta a forti incrementi dell'energia richiesta, anche delle apparecchiature ausiliarie, l'aumento della direttività delle antenne ad un forte aumento dimensionale e quindi di peso. Ambedue le esigenze sono legate quindi a forti difficoltà.

Per conciliare la capacità limitata di trasmissione determinata dall'aumentata distanza (fig. 3) alla quantità di informazione fornita, istante per istante, dai sensori di bordo, viene adoperata a volte, una tecnica particolare.
L'informazione fornita ad alta velocità dai sensori, viene registrata in tempo reale su un apparato di memoria e poi ritrasmessa, a terra secondo le esigenze spiegate, più lentamente.
Una tendenza ragionevole consiste nell'utilizzazione di trasmissioni con frequenza molto più alta di quella attuale, cioè nella gamma delle onde millimetriche ed anche ottiche.
Accanto a svariate proposte innovative esistono anche possibilità di adoperare più razionalmente la capacità informativa raggiungibile con le apparecchiature in uso. Un ruolo importante viene dettato dallo studio della teoria dell'informazione.

Nel processo di trasmissione, i dati direttamente all'uscita dei sensori di bordo vengono trasformati acquisendo parametri più idonei alla trasmissione spazio-terra. Questo processo di trasformazione porta immancabilmente al risultato che la capacità media dell'informazione specifica contenuta nei segnali trasformati (idonei alla trasmissione) è maggiore di quella dei segnali iniziali.

Adottando una terminologia più specifica inerente alla teoria di informazione i segnali dopo trasformazione acquistano entropia maggiore di quella iniziale.

La capacità di trasmissione del sistema deve essere adattata a questo nuovo livello informativo, cioè occorre aumentare l'entropia della comunicazione. Il valore di questo aumento dipende dal tipo di trasformazione subita dai segnali raccolti dai sensori, prima della loro trasmissione a terra.

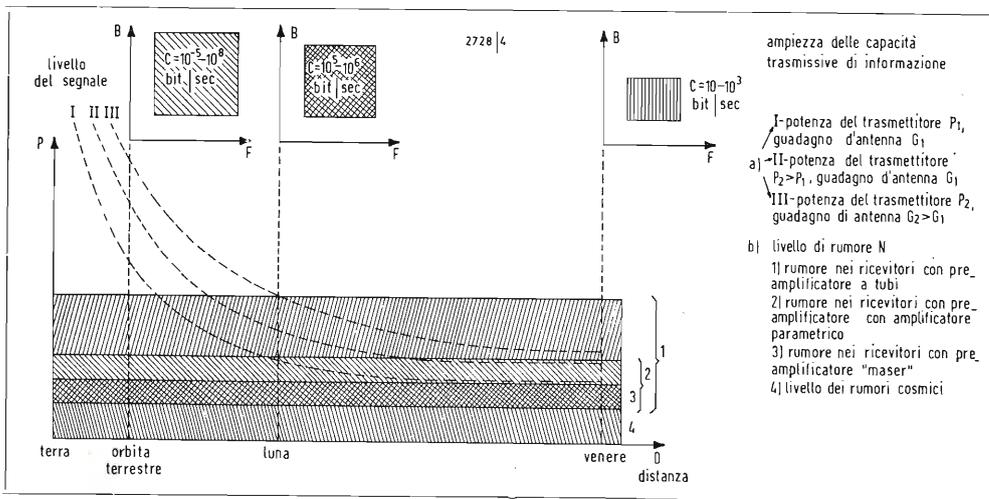



Fig. 3

Supponiamo che si debba trasmettere a terra dalla nave spaziale in volo i dati di un qualche parametro fisico raccolto da un sensore, il cui andamento nel tempo sia rappresentato in fig. 4. Un metodo molto semplice consiste nel leggere a frequenza determinata, campioni dei valori assunti dal segnale raccolto dal sensore in oggetto (fig. 4). In alcuni istanti particolari supponiamo che il segnale subisca una repentina variazione (fig. 4, intervallo *A*).

Per ricostruire il più precisamente possibile, dopo la ricezione dei campioni di segnale, l'andamento temporale del segnale effettivo all'uscita del sensore, la frequenza con cui vengono letti i campioni deve essere sufficientemente elevata per non perdere le variazioni più repentine del segnale. La frequenza di lettura in tal modo determinata potrebbe rimanere costante per tutta la durata del volo. Tale sistema viene infatti adottato frequentemente in pratica a scopo semplificativo delle apparecchiature. In effetti il segnale letto (fig. 4, intervallo *B*) può rimanere costante per lunghi intervalli temporali. In questo caso i campioni trasmessi posseggono uno scarso contenuto informativo, caricando tuttavia il canale di trasmissione. Per ricostruire precisamente il segnale interessato dopo trasmissione, è sufficiente trasmettere campioni (fig. 4) dal numero 1 fino a 10, i campioni dal numero 11 al 21 sono ridondanti. Il caso esaminato (fig. 4) suggerisce che la frequenza di lettura dei campioni deve essere aumentata nei tratti in cui si verifica una brusca variazione del segnale e diminuita quando il segnale risulta più costante.

È possibile procedere anche con altro sistema. La frequenza di lettura dei campioni può essere mantenuta elevata per tutto il periodo di misura. I livelli dei campioni letti vengono successivamente vagliati nel loro contenuto. Non vengono trasmessi i segnali che differiscono poco dai precedenti. La lettura vagliata permette di diminuire il numero delle comunicazioni trasmesse a terra, ma raccolte in numero rilevante dai sensori, rendendo libero il canale di trasmissione per altre comunicazioni.

In complesso l'apparecchiatura di bordo risulta più complicata.

Si può ulteriormente ridurre il numero dei dati da trasmettere fissando gli scopi precisi e finiti di una misurazione di un fenomeno. Ad esempio il controllo di un parametro fisico può interessare solo negli istanti di scostamento dal suo valore medio. Si deve trasmettere nel canale di comunicazione solo i parametri inerenti agli istanti di variazione (fig. 4, punti 4, 5, 6, 7, 8, 9).

Riveste un carattere di grande interesse la trasmissione delle immagini televisive raccolte da una stazione spaziale in volo, permettendo di avere una visione diretta degli spazi cosmici o della superficie di altri pianeti.

Per ottenere una immagine televisiva valida, cioè con alto contenuto infermativo occorre disporre di un sistema avente una grande capacità di trasmissione. Un'immagine televisiva, composta ad esempio di 400 righe ed avente 8 graduazioni di luminosità contiene 4, 8 $\cdot$ 10^5 bit di informazione.

Per trasmettere tale immagine televisiva dallo spazio, può essere necessario, allo stadio tecnologico attuale, un periodo di tempo di alcune ore. Nelle immagini televisive tuttavia, come è risaputo dalla pratica, esistono vari parametri ridondanti. L'eliminazione di questi lascia un margine ragionevole nella possibilità di riduzione dei tempi di trasmissione.

6. Conclusioni

Da quanto detto risulta che il successivo perfezionarsi delle possibilità di comunicazioni provenienti da stazioni interplanetarie porta ad un contributo notevolissimo alla conoscenza dello spazio cosmico.

Bibliografia

(1). *Radio*-Marzo 1971. Organo del Ministero delle Comunicazioni dell'URSS. Mediedief. *« La trasmissione di informazioni a distanze interplanetarie ».*

(2). *Atlante della faccia opposta della luna.* E. Accademia delle Scienze dell'URSS. Moskwa 1960.

da «Radio» marzo 1971

Amplificatori parametrici progettati per sistemi riceventi

C. S. Aitchison - a cura di A. Calegari

Vengono riassunti gli studi di tre gruppi amplificatori per l'uso in radioastronomia e nelle comunicazioni militari e civili; si fanno previsioni sul futuro di tali amplificatori nei sistemi riceventi a basso rumore.

Qui sotto, si descrivono, con un certo dettaglio, tre semplici gruppi di amplificatori parametrici, che sono stati progettati per l'uso in sistemi riceventi.

1. Un amplificatore parametrico a elio liquido per l'uso nella banda delle comunicazioni dei satelliti civili (3,7 ÷ 4,2 GHz) con guadagno totale 30 dB, entro una banda di 500 MHz (1 dB) e alla temperatura minore di 20° K entro detta banda. Questo amplificatore ed una versione similare a raffreddamento mediante macchina frigorifera sono in uso presso la Stazione ricevente dei satelliti del G.P.O. (General Post Office) a Goonhilly Down, Cornwall.
2. Un amplificatore parametrico ad azoto liquido per l'uso nella banda *S*, per un'applicazione radioastronomica, in cui si richiede una temperatura di rumore migliore di 30° K con la larghezza di banda a 3 dB di 40 MHz, e il guadagno di 23 dB. Poichè questo amplificatore è previsto per l'uso in un sistema sensibile alla fase, la stabilità di fase è un requisito di primaria importanza.
3. Un amplificatore parametrico alla temperatura ambiente per l'uso nella banda dei satelliti militari (7,2 ÷ 7,7 GHz). Qui, a motivo dei modesti requisiti di larghezza di banda dei segnali, si richiede una temperatura di rumore di circa 160° K. Questo amplificatore ha una larghezza di banda a 3 dB istantanea di 50 MHz, col guadagno di 20 dB; il gruppo amplificatore circolatore e pompa è disposto in un contenitore di dimensioni 152 x 203 x 304 mm, studiato per essere montato in cima ad un palo. Un'unità di telecomando fornisce la necessaria energia di alimentazione, permette di regolare il guadagno e la frequenza entro la banda richiesta ed è provvista di mezzi per controllare e rappresentare la risposta guadagno-frequenza.

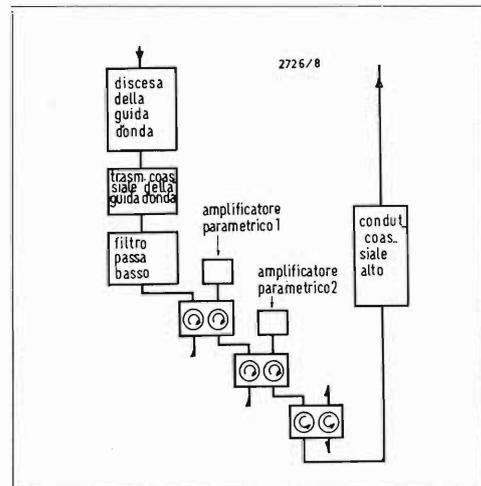
Fig. 1 - Amplificatore a elio liquido a 4 GHz impiegante due diodi micropill.

Amplificatore parametrico a elio liquido a 4 GHz

Per ottenere il guadagno di 30 dB nella larghezza di banda 1 dB di 500 MHz è necessario effettuare la compensazione di reattanza ai singoli amplificatori parametrici e usare un complesso di tre amplificatori parametrici in cascata.

L'amplificatore fondamentale tipo 5 (v. fig. 1) ha una larghezza di banda di circa 75 MHz. La compensazione di reattanza singola applicata migliora questa larghezza di banda fino a 250 MHz, e la serie di due simili amplificatori sfalsati in frequenza fornisce una risposta globale di 500 MHz con il guadagno 20 dB. La doppia compensazione di reattanza applicata al terzo amplificatore tipo 5 fornisce il guadagno di 10 dB entro la banda di 500 MHz. Allora un complesso di tre amplificatori parametrici in cascata dà luogo al guadagno 30 dB entro la banda 500 MHz. La fig. 2 mostra il grafico di guadagno e risposta in frequenza risultante con i primi due amplificatori a elio liquido e il terzo a temperatura ambiente. La fig. 3 mostra schematicamente il dispositivo formato dal conduttore basso della guida d'onda, da due amplificatori parametrici in cascata con isolamento fornito dai circolatori, seguiti dal conduttore alto coassiale.

Fig. 2 - Risposta guadagno-frequenza di un amplificatore a elio-liquido e di un amplificatore a temperatura ambiente.

Fig. 3 - Complesso amplificatore parametrico posto in un vaso Dewar a elio liquido.

Entrambi gli amplificatori e i tre circolatori sono immersi in elio liquido contenuto in doppio vaso di Dewar in acciaio inossidabile. La fig. 4 mostra l'amplificatore a elio completo fuori dal vaso Dewar; la fig. 5 mostra in dettaglio il dispositivo dei circolatori, amplificatori, conduttore basso della guida d'onda, controlli di compensazione della reattanza, pompa, conduttori alti delle guide d'onda e coassiali.

I due Klystron delle pompe e i componenti associati in banda *Q* sono montati in una scatola sul davanti del vaso Dewar. L'amplificatore a temperatura ambiente è montato in una scatola separatamente. La variazione della temperature di rumore entro la banda è indicata in fig. 6, la quale mostra che la temperatura di rumore è minore di 20° *K* entro l'intera banda. Il vaso Dewar ha una durata di vita di circa 26 ore e viene normalmente riempito ogni 24 ore; durante questo periodo non si verificano sensibili variazioni di guadagno, o della risposta in frequenza, o di temperatura di rumore. Il grafico del R.O.S. mostrato in fig. 7 dimostra che il R.O.S. è minore di 1,3, salvo negli ultimi 20 MHz della banda. Lo stesso complesso di componenti è stato accoppiato ad un frigorifero meccanico, che raffredda i componenti a 20° K. La prestazione guadagno-frequenza è la stessa con questa apparecchiatura, mentre la temperatura di rumore aumenta a 25° K agli estremi della banda, ma diminuisce a 20° K al centro banda.

Fig. 4 - Amplificatore a elio completo fuori dal Dewar.

Amplificatore parametrico ad azoto liquido per la banda S

Questo sistema amplificatore consta di uno stadio secondo il tipo fondamentale di fig. 1. L'amplificatore è montato in un cilindro di acciaio inossidabile immerso in un vaso Dewar di azoto liquido. Il circolatore (guida d'onda a 4 porte) è mantenuto alla temperatura ambiente e connesso all'amplificatore mediante un tronco di guida d'onda a pareti sottili in acciaio inossidabile. Il Klystron della pompa in banda *Q* e i componenti associati in banda *Q*, insieme con il circolatore sono montati in una scatola a temperatura stabilizzata. La prestazione di questo amplificatore può essere riassunta come segue:

frequenza 2695 GHz
guadagno 23 dB
larghezza di banda a 3 dB, 40 MHz
temperatura di rumore 30° K $\pm$ 3° K
stabilità del guadagno $< \pm 1$ dB di variazione in 24 ore
stabilità di fase $< 1°$ di variazione in 24 ore
durata di vita dell'azoto $>$ 100 ore prima di dover fare il riempimento.

Il Dewar (contenente l'amplificatore) e la scatola stabilizzata in temperatura sono montati insieme su di un telaio, che protegge contro le condizioni meteoriche. Il complesso può essere montato direttamente su di un aereo senza ulteriori protezioni ambientali. Si può ottenere un funzionamento continuo con l'uso di un sensore automatico di livello di azoto, che provvede a riempire il vaso di azoto liquido quando è necessario, eliminando così l'operazione di riempimento manuale ogni 100 ore.

La fig. 8 è una vista dell'amplificatore montato all'estremo della discesa della guida d'onda e dell'intera guida d'onda al trasformatore di linea coassiale. Si possono anche vedere i vincoli, che collegano l'amplificatore all'esterno del cilindro di acciaio inossidabile per assicurare che vi sia un adeguato contatto termico fra l'amplificatore e l'azoto. È pure visibile la guida d'onda di alimentazione della pompa (banda *Q*). Funzionalmente, l'amplificatore e la discesa sono collocati entro un cilindro di acciaio inossidabile.

La fig. 9 mostra i componenti entro la scatola stabilizzata in temperatura, mostrante in particolare il Klystron in banda *Q* usato per pompare l'amplificatore parametrico. Sono pure visibili le due alette usate per raffreddare il Klystron e far circolare l'aria entro la scatola. Dietro sulla scatola si può vedere il circolatore della guida d'onda in banda *S*.

Amplificatore parametrico a 7 GHz a temperatura ambiente

Questo amplificatore è previsto per l'uso nella banda dei satelliti di comunicazioni militari e, più precisamente, è studiato per essere telecomandato completamente, perciò l'amplificatore può essere montato in una posizione lontana, come per

Fig. 5 - Dispositivo particolareggiato dei circolatori, amplificatori, della discesa della guida d'onda, dei controlli di compensazione della reattanza, delle guide d'onda della pompa e dei conduttori coassiali superiori.

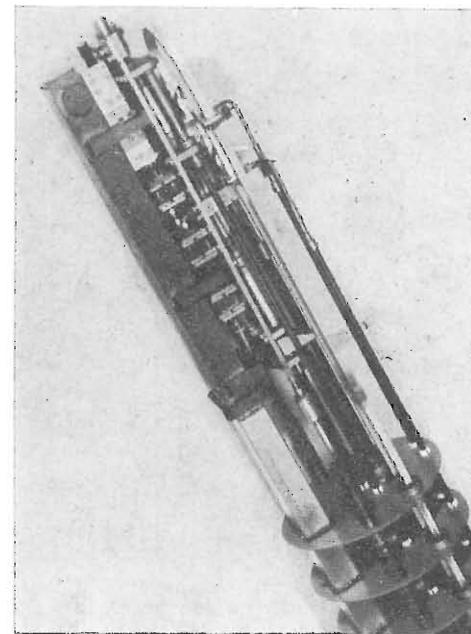
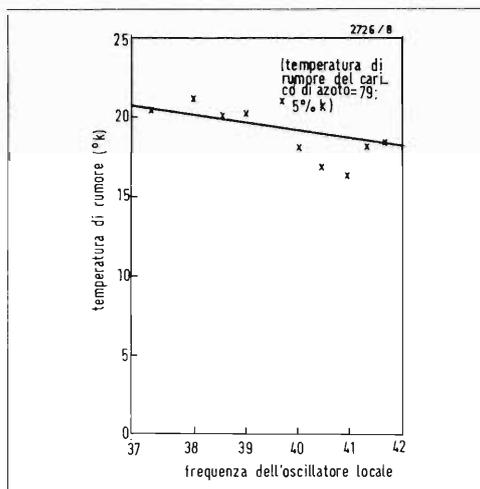
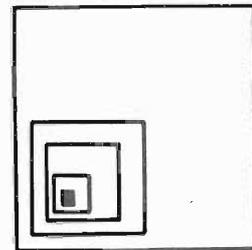
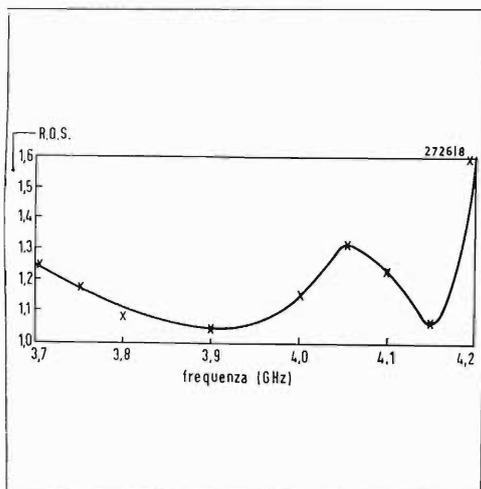



Fig. 6 - Temperatura di rumore di un complesso amplificatore a elio liquido in funzione della frequenza.

Fig. 7 - Grafico del R.O.S. in funzione della frequenza per l'amplificatore a elio liquido.

es. sopra l'albero di una nave.

L'amplificatore ha le seguenti caratteristiche:

guadagno 17 dB
larghezza di banda a 3 dB, 70 MHz
frequenza 7,20 ÷ 7,35 GHz accordabile mediante variazione della polarizzazione del varactor dell'amplificatore parametrico
temperatura di rumore $< 170°$ K
R.O.S. di entrata $< 1,2$
peso 8,2 kg
dimensioni 304 x 203 x 152 mm
entrata guida d'onda 15
uscita a frequenza intermedia.

Il complesso è contenuto entro due unità. La prima contiene gli alimentatori ed un oscilloscopio per controllare la prestazione guadagno-frequenza dell'amplificatore. La seconda unità (disposta lontano) contiene l'amplificatore parametrico e i circolatori associati, insieme con l'alimentatore della pompa a microonde. Questa pompa è speciale, poichè il klystron reflex in banda *Q* convenzionalmente usato è stato sostituito da un klystron a doppia cavità in banda *X*, combinato con un quadruplicatore a varactor dalla banda *X* alla banda *Q*. Questo sistema ha il pregio di una maggiore affidabilità, poichè la m.t.b.f. dei klystron di banda *X* è maggiore della corrispondente figura dei klystron di banda *Q*. L'uscita del moltiplicatore è applicata ad un sistema asservito di stabilizzazione di ampiezza, che consiste in un accoppiatore direzionale con rivelatore a cristallo montato in un ramo laterale, la cui uscita è applicata ad un amplificatore operazionale, che alimenta un attenuatore a ferrite controllato in corrente in banda *Q*. Con questo mezzo, si ottiene un rapporto di 50 a 100. L'amplificatore operazionale è anche usato per variare da lontano la potenza della pompa all'amplificatore e quindi per variare da lontano ed elettricamente il guadagno.

Un'altra particolarità studiata per migliorare l'affidamento è la sostituzione dell'aletta rotante convenzionalmente usata (per il raffreddamento del klystron) con un tipo di raffreddamento per conduzione e convenzione, fornito da un breve tronco di guida d'onda fissa.

L'unità completa è mantenuta a temperatura costante per mezzo di riscaldatori, controllati da un termostato con un gradiente di temperatura di $\pm$ 0,1° C. Un'ulteriore stabilità in temperatura è data al klystron, poichè esso è termicamente isolato e la sua perdita di calore scorre attraverso una sezione retta, che è controllata termostaticamente alla temperatura di 100° C. La variazione di guadagno provocata dalla temperatura ambiente, quando aumenta da 0 a 50° C, è minore di $\pm$ 0,5 dB con il guadagno di 20 dB.

È predisposto un commutatore telecomandato, che permette di applicare l'uscita dell'amplificatore parametrico al mescolatore seguente, oppure ad un rivelatore incorporato. L'uscita del rivelatore viene utilizzata per rappresentare la risposta guadagno-frequenza sull'oscilloscopio nell'unità di controllo.

Futuro dell'amplificatore parametrico

È prevedibile che gli amplificatori parametrici saranno usati nei sistemi riceventi a microonde a basso rumore per molti anni venturi. Per stazioni a terra di satelliti civili, richiedenti larghezze di banda di 500 MHz con temperature di rumore di 20° K o meno, una semplificazione della progettazione degli amplificatori condurrà ad amplificatori più economici. L'eliminazione della necessità di raffreddare l'amplificatore sotto la temperatura ambiente, si verificherà solo quando si saranno fatti notevoli progressi nei prodotti γf_c dei diodi varactor. Negli ultimi anni i miglioramenti dei prodotti γf_c sono stati piccoli. Per i sistemi di satelliti di comunicazioni militari, spesso tutto quello che si richiede è una piccola larghezza di banda, perciò si usano normalmente amplificatori alla temperatura ambiente. In questo campo, il progresso, che si richiede, è essenzialmente quello dell'affidamento. L'avvento di generatori di pompa a stato solido è il passo più importante per il miglioramento della fidabilità.

Semplici sistemi di amplificatori parametrici si usano spesso per aumentare la portata di impianti radar. Qui le larghezze di banda, le temperature di rumore e l'affidamento sono già soddisfacenti, ma un amplificatore parametrico più economico sarebbe opportuno. Ci sono molte applicazioni nelle quali gli amplificatori parametrici non vengono usati a motivo del costo; gli attuali lavori nell'ambito dei

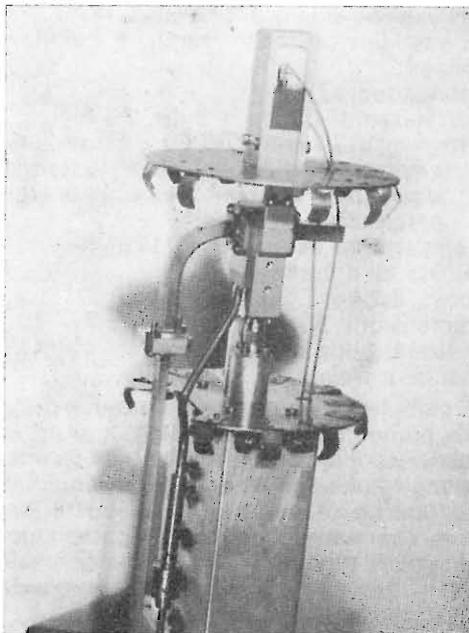



Fig. 8 - Amplificatore montato all'estremo della discesa della guida d'onda e guida d'onda completa connessa al trasformatore di linea coassiale.

circuiti integrati a microonde possono ben aprire nuovi mercati agli amplificatori parametrici e ad altri componenti per le microonde.

Riconoscimenti

Il lavoro dal quale è stato derivato questo articolo è stato fatto presso i Laboratori di Ricerca Mullard in collaborazione con ASWE, CVD, GPO e RRE.

Bigliografia

1. Aitchison, C. S. - *Amplificatori parametrici a basso rumore* - Philips Technical Review, Volume 28 (1967), N. 5-6-7.

da *Electronic Engineering* - *giugno '71*

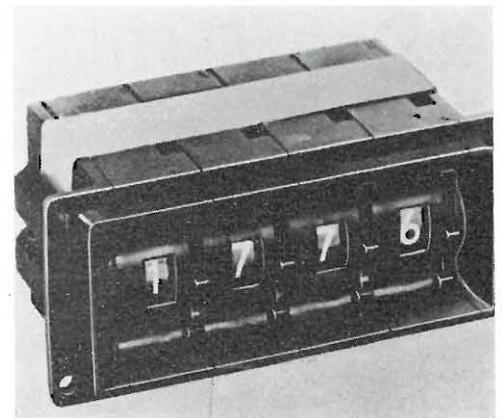
Nuovi interruttori miniaturizzati a rotella zigrinata della Plessey

Alla vasta gamma di interruttori miniaturizzati della Plessey Switching Controls britannica si aggiunge ora la serie Plessey EECo1776 di interruttori a rotella zigrinata (thumbwheel switch) a basso costo. Questa nuova serie è destinata a colmare la lacuna esistente sul mercato per quanto riguarda i prodotti di alta qualità, atti a sopportare severe condizioni di lavoro, e accessibili a prezzi inferiori a quelli delle forniture militari. I nuovi interruttori fanno da complemento alle ben note serie di interruttori industriali a rotella zigrinata 33 e 50 della Plessey.

Una novità importante della serie 1776 è la piastrina in materia plastica che protegge la lettura ed evita contemporaneamente la penetrazione della polvere. La serie è molto versatile, date le numerose possibilità di scelta fra diverse disposizioni dei terminali. È così possibile collegare direttamente l'interruttore a una piastra di supporto, saldando i terminali per immersione, montare direttamente dei componenti sui terminali a linguetta, aggiungere un modulo a profilo più basso, che offre maggiore spazio per il montaggio dei componenti.

Esiste una vasta gamma di codici, che oltre a tutte le normali versioni decimali e binarie comprende numerose varianti per applicazioni particolari. Gli interruttori possono essere forniti completi di illuminazione, con un punto decimale illuminato sull'interruttore o sullo spaziatore; inoltre sono disponibili interruttori di larghezza doppia, con un'area di lettura pari a tre volte quella normale e la possibilità di scelta fra 8, 10 o 12 posizioni di commutazione. Una variante a elementi sovrapposti (« Stak-Switch ») consente di azionare due interruttori con una singola rotella zigrinata.

Gli amperaggi minimo e massimo della serie 1776 sono rispettivamente 10 μA e 3 A, per 115 Volt CA o 28 Volt CC. Le dimensioni dell'interruttore nella versione normale sono le seguenti: altezza 31 mm, larghezza 12,7 mm, ingombro verso il retro del pannello 32 mm (esclusi i terminali). I colori disponibili sono: nero, bianco e grigio, tanto lucido che opaco. Un opuscolo tecnico di nove pagine (n° di riferimento TIS22052) illustra la nuova serie. Per informazioni commerciali rivolgersi alla Plessey Switching Controls, Abbey Works, Titchfield, Fareham, Hants, Inghilterra (Tel: 03294 3031).

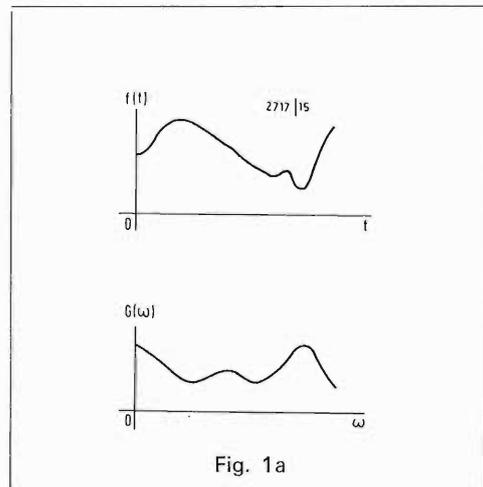
Tipico esempio di interruttore miniaturizzato a rotella zigrinata Plessey EECo 1776.

Considerazioni generali sulla distorsione di fase

C. Belocchi

Introduzione

Considerando grandezze elettriche di diversa formazione si traccia un profilo multiforme della distorsione di fase. L'interpretazione in termini di tempo di salita della distorsione di ampiezza o di fase può considerarsi un metodo unificato per la loro valutazione. L'estensione di tali concetti porta ad evidenziare le relazioni per gruppi di frequenze attraverso la distorsione di inviluppo. L'argomentazione diviene propria dei regimi impulsivi ed é quindi di interesse per i segnali televisivi.
Il nuovo segnale di prova IM20T *per la valutazione della distorsione dei segnali video cromatici, si inserisce come conseguente sviluppo di tali considerazioni, mentre un approfondimento delle sue caratteristiche viene rimandato alle pubblicazioni specifiche* (bibl. 4).

1. La distorsione di ampiezza

Una funzione $f(t)$ rappresentante lo svolgersi di un fenomeno in funzione del tempo può essere interpretata parimenti da una espressione $g(\omega)$ in funzione dello spettro di frequenza ad esso appartenente secondo i metodi dello sviluppo di Fourier. Di conseguenza una tensione elettrica $V_i(t)$ applicata ai morsetti d'ingresso di una rete elettrica o quadripolo, selettiva in funzione della frequenza, di impedenza $\overline{Z} = |Z| e^{j\varphi(\omega)}$ verrà trasferita ai morsetti di uscita in modo distorto secondo l'espressione generica $V_u(t)$ come prospettato in fig. 1. La teoria dei circuiti attraverso una tale rispondenza biunivoca fra grandezze nel dominio del tempo e grandezze nel dominio della frequenza, propone e discute analiticamente la caratteristica selettiva dei circuiti, cioè la formulazione dei possibili casi dell'impedenza $Z(\omega)$ o dell'ammettenza $Y(\omega)$. In alternativa alla formulazione di tali grandezze per es. $Z(\omega)$ ove $\dot{Z}(\omega) = \dot{V}_i(\omega)/\dot{I}(\omega)$, possono essere considerate delle quantità puramente numeriche. Nel caso di tensioni sarà:

$$(1) \quad a(\omega) = A(\omega)\, e^{j\varphi(\omega)} = \frac{\overline{V}_u(\omega)}{\overline{V}_i(\omega)} = \frac{g_2(\omega)}{g_1(\omega)}.$$

La (1) è la caratteristica di trasferimento della rete e permette di valutare la $V_u(t)$ tramite la trasformata di Fourier secondo l'espressione:

$$(2) \quad V_u(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} g_1(\omega)\, d\omega\, e^{j\omega t} \cdot a(\omega)$$

ove $g_1(\omega) \cdot a\, \omega$ è lo spettro di frequenza pertinente a $V_i(t)$ quando subisce l'azione del quadripolo.

La teoria dei circuiti per la formazione analitica che gli concerne pone delle limitazioni fisiche circa la scelta (1) dei termini $A(\omega)$ e $\varphi(\omega)$ pertinenti alla rete. Invero, i casi ideali, quelli cioè che permettono la sola interpretazione analitica e l'impossibile fisica realizzazione della condizione (1) proposta, rappresentano, pur nella loro incongruenza, la metodologia classica per una certa determinazione di scelta del valore complesso $A(\omega)\, e^{j\varphi(\omega)}$

In tal senso è la verifica della condizione di non distorsione di una rete. Allo scopo è sufficiente che questa non modifichi il modulo $A(\omega)$ e permetta un ritardo costante nel tempo di tutte le componenti. Cioè sia:

$$(3) \quad \begin{aligned} A(\omega) &= \text{costante} \\ \varphi(\omega) &= \omega(-\,td). \end{aligned}$$

Il primo termine interviene per la distorsione d'ampiezza, il secondo per quella di fase. Di conseguenza un quadripolo passivo che realizza le condizioni:

$$(4) \quad \begin{aligned} |A(\omega)|_0^{\omega_1} &= \text{costante} \\ &= \varphi(\omega) - \omega\, td \\ |A(\omega)|_{\omega_1}^{\infty} &= 0 \end{aligned}$$

identifica un filtro ideale passo-basso, che produce la sola distorsione di ampiezza (fig. 2).

Le deduzioni si presentano facilmente quando si considera la tensione unitaria $U_i(t)$ con le condizioni: (fig. 3)

$$(5) \quad \begin{aligned} U_i(t) &= 0 \quad \text{per} \quad t < 0 \\ U_i(t) &= V \quad \text{per} \quad t > 0 \end{aligned}$$

applicata ai morsetti d'ingresso della rete. La $U_i(t)$ rappresenta un transitorio e il suo spettro nel dominio della frequenza è inversamente proporzionale ad ω e definito (app. 1) da:

$$g(\omega) = \left| \frac{U}{2\pi\omega} \right|_{\omega=0}^{\omega=\infty}.$$

Fig. 1a

Fig. 1a. Biunivocità fra una funzione nel tempo $f(t)$ e sua rappresentazione spettrale nel dominio della frequenza. $G(\omega)$ indica il modulo delle ampiezze di $g(\omega)$, essendo $g(\omega) = G(\omega)\, e^{j\varphi(\omega)}$

Fig. 1b. Trasformazione selettiva dovuta a un quadripolo. La reazione del quadripolo sullo spettro $g_1(\omega)$, tale che alla sua uscita sia espresso da $g_2(\omega)$ è indicata da $a(\omega) = A(\omega)\, e^{j\varphi(\omega)}$. Spesso nel caso di tensione elettrica al termine generico $G(\omega)$ sono sostituite anche le espressioni $V_1(\omega)$ e $V_2(\omega)$ con pari significato.

Fig. 1b

Fig. 2 Caratteristiche del passo basso ideale.

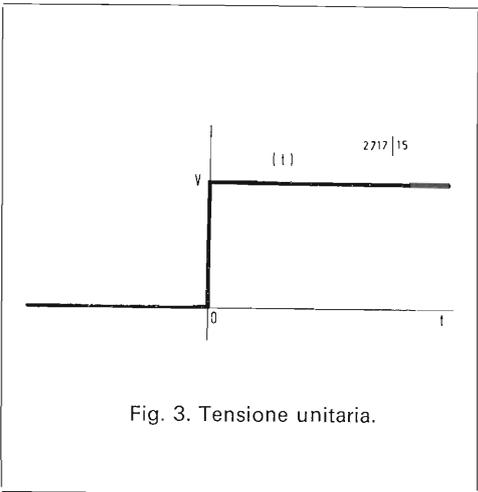



Fig. 3. Tensione unitaria.

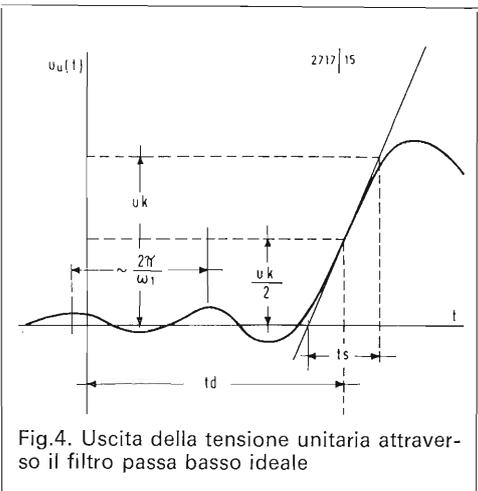



Fig.4. Uscita della tensione unitaria attraverso il filtro passa basso ideale

Se al limite ∞ viene posto il valore ω_1, ragionevolmente oltre il valore zero, la $U_i(t)$ non sarà riprodotta fedelmente. Si arguisce che mancando le pulsazioni $\omega_i < \omega < \infty$ che sono di ampiezza gradualmente minore, la $U_i(t)$ sarà presumibilmente ben rappresentata in uscita del filtro passa-basso ad eccezione di ondulazioni pressochè periodiche dovute all'assenza dei contributi per le componenti con $\omega > \omega_i$. L'analisi matematica rappresenta tale comportamento (bibl. 1) con l'espressione:

$$(6) \quad U_u(t) = \frac{UK}{2} + \frac{UK}{\pi} S_i(x)$$

ove $x = \omega_1(t - td)$. (vedi fig. 4),

Cioè il responso del gradino unitario in funzione dello spettro $G(\omega)$ è espresso in valori tabulati della funzione seno integrale $S_i(x)$ (fig. 5). La (6) mostra che una rete con le caratteristiche date dalla (4) pone ai morsetti di uscita una $U_u(t) \neq 0$ per $t < 0$ che è in contrasto con il presupposto (5). Dunque la fisica realtà delle reti non si accorda con la soluzione matematica, o meglio, nessuna rete può soddisfare ai requisiti (4). Da ciò si deduce che qualunque rete fisica realizza sempre una condizione di distorsione. Ciò è confortato anche da altri presupposti fondamentali della teoria dei circuiti. È conseguente quindi che in una rete non esiste la possibilità di accoppiare incondizionatamente le caratteristiche di ampiezza $A(\omega)$ e di fase $\varphi(\omega)$. Tale accoppiamento è possibile invece per determinati insiemi di tali coppie; ma altre considerazioni intervengono per la scelta di tali insiemi in funzione della stessa limitazione dello spettro $g(\omega)$. Tutto ciò è anche il significato fisico che una coppia $A_1(\omega)$; $\varphi_1(\omega)$ appartiene univocamente a una determinata rete. Dalla (6) — figg. 4 e 5 — che rappresenta la sola distorsione di ampiezza dovuta alla limitazione spettrale ω_i, si ha:

$$(7) \quad \frac{UK}{ts} = \left[\frac{dU_u(t)}{dt} \right]_{t=td} =$$

$$= \frac{UK}{\pi} \frac{d}{dt} \left[\int_0^x \frac{\operatorname{sen} \omega_i(t - td)}{\omega_i(t - td)} \, d\omega_i(t - td) \right]_{t=td}$$

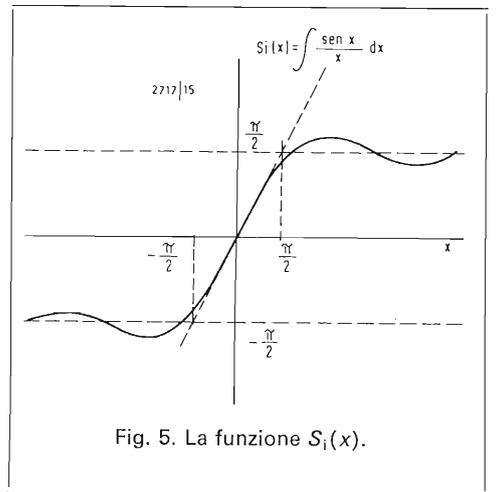



Fig. 5. La funzione $S_i(x)$.

e derivando sotto il segno di integrale

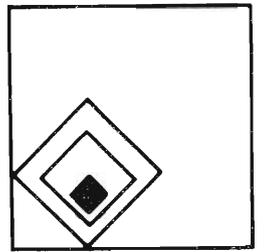
$$(8) \quad \int_0^x \frac{d}{dt} \frac{\operatorname{sen} \omega_i(t - td)}{\omega_i(t - td)} \, d\omega_i(t - td) = \omega_i \frac{\operatorname{sen} \omega_i(t - td)}{\omega_i(t - td)}$$

che sostituita nella (7) dà:

$$(9) \quad \frac{UK}{ts} = \frac{UK \cdot \omega_i}{\pi} \left[\frac{\operatorname{sen} \omega_i(t - td)}{\omega_i(t - td)} \right]_{t=td}$$

per cui:

$$(10) \quad ts = \frac{\pi}{\omega_i}$$

cioè il tempo di salita *ts* nel caso della tensione unitaria è inversamente proporzionale alla frequenza di taglio, la quale nel passa-basso ideale si identifica con la larghezza di banda. Espressioni che manifestano pur con leggi diverse il contenuto della (10), sono dominanti nell'interpretazione della distorsione di ampiezza anche per funzioni diverse dalla $U(t)$ (per esempio per gruppi di sinoidi o burst) e per andamenti della $A(\omega)$ differenti da quello del passa-basso ideale.
La teoria dei circuiti offre la possibilità di trattare la sola distorsione di ampiezza considerando il tempo di salita *ts* anzichè la funzione $A(\omega)$; ciò evidentemente avvantaggia la trattazione dei regimi impulsivi. In questo caso la ricostruzione del fenomeno all'uscita della rete può essere espressa in termini di *ts*.

In tal senso la (6) e la (10) relazionano il transitorio per l'impulso unitario alle condizioni (4). Peraltro se all'ingresso della rete si pone una grandezza elettrica di altro tipo, la sua interpretazione all'uscita può improntarsi:

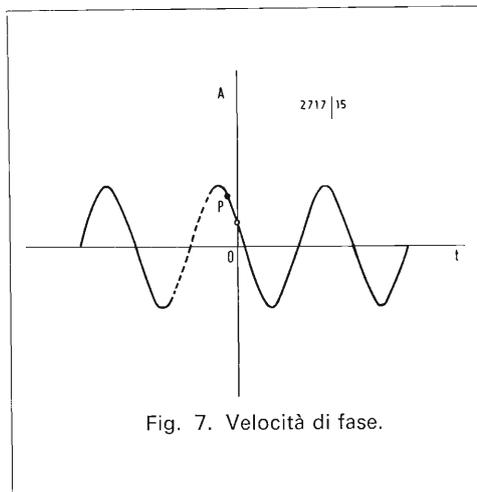
$$(11) \quad ts = B \cdot f\left(\frac{1}{\omega_i}\right)$$

nella quale rientra anche la (10) essendo B una costante.
La valutazione nel campo complesso della (1) cioè della funzione di trasferiemnto $a(\omega) = A(\omega)\ e^{j\varphi(\omega)}$ è pertinente ai regimi permanenti sinoidali. Cioè se una $V_i(t) = V_i \operatorname{sen}(\omega t + \varphi)$ viene applicata all'ingresso del circuito di fig. 1, la condizione (1) si intende verificata dopo un tempo discreto. Quindi una generica $V_u(t)$ può essere interpretata dalla funzione di trasferimento globale Ft sintetizzata da:

$$(12) \quad Ft = \sum_{0}^{\infty}\omega\ A(\omega)\ e^{j\varphi(\omega)}$$

o al transitorio, in assenza di distorsoine di fase, dal tempo di salita ts in termin di larghezza di banda secondo la (11).

2. La distorsione di fase

In modo analogo si portano le conclusioni sulla funzione fase in assenza di distorsione di ampiezza. Cosi la condizione (3)
$A(\omega)$ = costante
e
$\varphi(\omega) = \omega\, td$ = pendenza costante
individua una ipotetica rete che ha la caratteristica specifica di non mutare il rapporto fra le componenti spettrali $G_1(\omega)$ della funzione $V_i(t)$ e di ritardarle nel tempo di una quantità costante td. In questo caso:

$$(13) \quad V_i(t) = V_u(t - td)\,.$$

La grandezza $A(\omega)$ esprime il modulo dell'ampiezza $a(\omega)$ in funzione della velocità angolare ω definita in radianti circolari/sec.
La funzione fase $\varphi(\omega)$ esprime invece l'angolo di fase in radianti circolari in funzione di ω. In questi casi le variabili dipendente e indipendente hanno fra lolo un comune legame dimensionale, che permette di esprimere lo stesso fenomeno caratterizzato dalla fase in altri termini vincolanti. Considerando una $\varphi(\omega)$ generica (fig. 6) sarà:

$$(14) \quad td = \frac{d\varphi}{d\omega}$$

o anche nella forma complessa di argomento:

$$(15) \quad \theta = \text{arc tang}\ td\,.$$

Si suol dire che $V_u(\omega)$ è ritardata rispetto $V_i(\omega)$ di un angolo che è espresso in radianti circolari da $\varphi(\omega)$ e causato dal tempo di ritardo td.
Fra tutte le tangenti tracciate alla curva $\varphi(\omega)$ di fig. 6 almeno una assume una pendenza minima cioè:

$$(16) \quad \left[\frac{d\varphi}{d\omega}\right]_{min} = td_{min}$$

Fig. 7. Velocità di fase.

Fig. 6. Curva di fase.

e rappresenta l'inizio delle prime informazioni $V_u(t)$ all'uscita della rete. Nel caso della sola distorsione di fase la (16) definisce anche il tempo di ritardo, mentre nella sola distorsione di ampiezza il tempo di ritardo è individuato dalla (6) fig. 4. La modalità dello sviluppo della $V_u(t)$ diviene quindi espressa dal tempo di fase tf:

$$(17) \quad tf = \frac{d\varphi}{d\omega} - \left[\frac{d\varphi}{d\omega}\right]_{min}$$

cioè tf rappresenta il tempo di salita quando è presente la sola distorsione di fase. Infatti nel caso ipotetico con $\varphi(\omega) = -\omega t$, sarà $tf = 0$ cioè viene a realizzarsi la (13) identificando $td = td_{min}$.
Il valore di tf per cui $V_u(t)$ può ritenersi compiuta nel suo sviluppo, dipende dalla natura di $V_i(t)$ all'ingresso della rete. Se essa, al caso, è un gruppo di sinoidi di frequenza f_0 la cui durata e intervallo è molto grande rispetto $1/f_0$ allora per

$$(18) \quad tf = \left[\frac{d\varphi}{d\omega}\right]_{\omega_0} - \left[\frac{d\varphi}{d\omega}\right]_{min}$$

si è praticamente definita la $V_u(t)$ in quanto è evidente che l'energia dello spettro è pressochè concentrata nell'intorno di ω_0. Questa modalità circa la valutazione del tempo di salita tf relativo al transiente per la sola distorsione di fase, può essere sviluppato in modo più generale considerando la reazione della rete quando lo spettro della tensione di in-

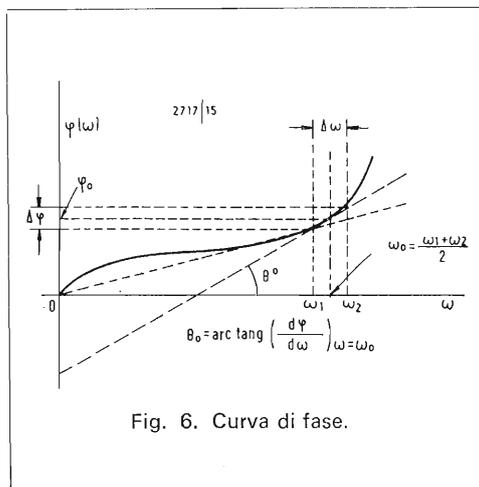
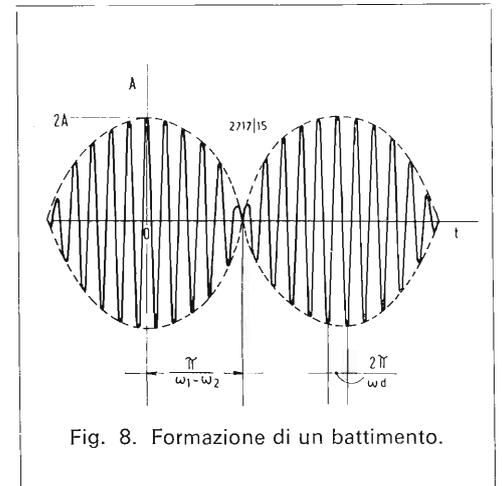



Fig. 8. Formazione di un battimento.

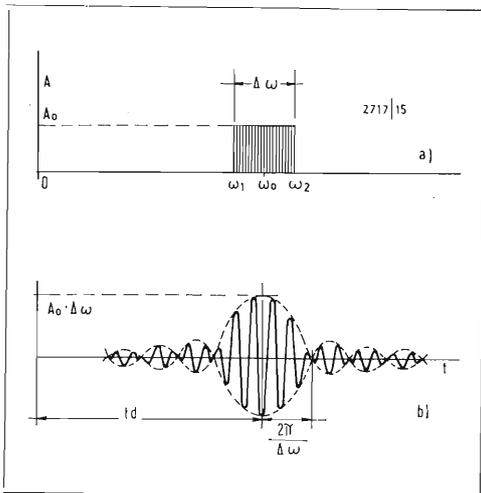



Fig. 9. Sviluppo di un singolo incremento $\Delta\omega$ ad ampiezza costante.

gresso si identifica con una modualzione di ampiezza.
Allo scopo si considera la trasmissione di gruppi di frequenze attraverso la rete le quali sono collegate con la relazione $\frac{d\varphi}{d\omega}$ lungo tutta la curva della funzione fase di fig. 6.
Si ha pertanto:

$$(19) \quad \frac{\omega}{\varphi} = Vf$$

che ha le dimensioni di una velocità definita come velocità di fase o di propagazione.
Il concetto di velocità di fase è una finzione matematica introdotta per meglio evidenziare i concetti relativi alla distorsione di fase. Essa rappresenta nei regimi permanenti sinoidali la velocità che assume un punto P (fig. 7) sulla sinoide considerata, in relazione alla fase φ che compete per quel valore di ω. Vf non è la velocità con la quale si propaga l'energia della grandezza elettrica considerata, anche se in certi casi vi può coincidere. La finzione matematica è tale, anche perchè Vf è una grandezza che si riferisce al regime permanente sinoidale. Questa è inoltre una condizione fittizia della quale ci si avvale per distinguerla dai fenomeni transitori propriamente detti. Ma la realtà fisica non ammette un regime permanente, perchè ad esso corrisponde solo un fenomeno che non ha nè un principio nè una fine, uno stato la cui filosofia è quella dell'eternità della sua esistenza. Nella maggior parte dei fenomeni elettrici, la concezione analitica relativa può essere applicata comunque, in quanto dopo un tempo discreto dall'inizio del fenomeno, la fisica realtà dello stesso può praticamente essere discussa in termini di regime permanente.
L'inverso della (19) è un tempo e cioè:

$$(20) \quad \frac{1}{Vf} = tp \, .$$

Quindi se la velocità di fase per esempio diminuisce, deve aumentare tp, che rappresenta il tempo impiegato dal punto P a spostarsi.

3. Distorsione di inviluppo

La grandezza elettrica $V_i(t)$ può essere composta da più grandezze sinoidali. Il caso con due componenti, pur nella sua limitazione, ha uno svolgimento interessante in merito all'interpretazione di alcune tipiche distorsioni di fase. In tal caso supponendo due grandezze cosinoidali di uguale ampiezza e di pulsazione ω_1 e ω_2 si avrà:

Fig. 10.
Fig. 11. IM20T impiegato in TVC.

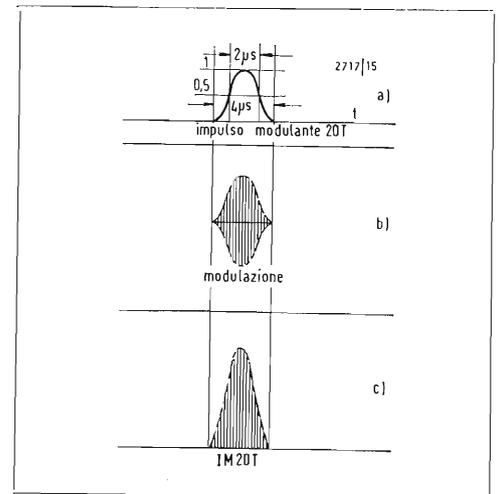
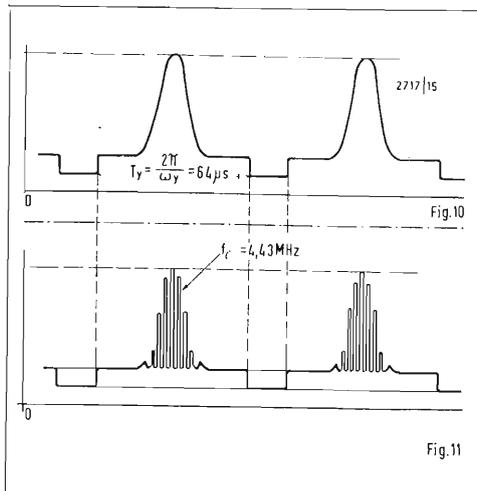



Fig. 12a. Fig. 12b. Fig. 12c.
Composizione dell'IM20T.

$$(21) \quad V_i(t) = A[\cos(\omega_1 t + \varphi_1) + \cos(\omega_2 t + \varphi_2)]$$

ove φ_1 e φ_2 sono le fasi assunte dalla caratteristica $\varphi(\omega)$ della rete.
Trigonometricamente si ha:

$$\cos(a \pm b) = \cos(a) \cdot \cos(b) \mp \text{sen}(a) \cdot \text{sen}(b)$$

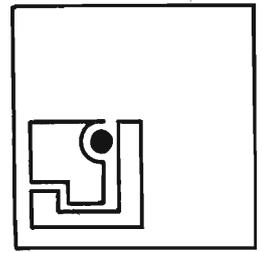
avendo posto:

$$(21 \text{ bis}) \quad \begin{cases} \omega_1 t + \varphi_1 = \alpha; \; \omega_2 t + \varphi_2 = \beta; \\ \dfrac{\alpha + \beta}{2} = a; \qquad \dfrac{\alpha - \beta}{2} = b \end{cases}$$

da cui sommando membro a membro e sostituendo i valori ω_1 e ω_2 si ha:

$$(22) \quad V_i(t) = 2A \cos\left(\frac{\omega_1 + \omega_2}{2} t + \frac{\varphi_1 + \varphi_2}{2}\right) \cos\left(\frac{\omega_1 - \omega_2}{2} t + \frac{\varphi_1 - \varphi_2}{2} t\right)$$

Il gruppo è determinato da una grandezza con pulsazione $(\omega_1 + \omega_2)/2 = \omega_0$ con velocità di fase $Vf = (\omega_1 + \omega_2)/(\varphi_1 + \varphi_2)$ e da una grandezza con pulsazione $(\omega_1 - \omega_2)/2$ che si propaga con velocità:

$$(23) \quad Vg = \frac{\omega_1 - \omega_2}{\varphi_1 - \varphi_2} \, .$$

La (22) è un'espressione tipica di un battimento analoga a quella di una modulazione a portante soppressa (fig. 8) (app. 3).

Supponendo di considerare l'energia concentrata in un punto qualsiasi dell'inviluppo (p. es. nei ventri), Vg è la velocità di propagazione dell'energia o velocità di gruppo o di inviluppo. Ponendo: $\omega_2 = \omega_1 + \Delta\omega$ dalla (23) si ha:

$$(24) \quad Vg = \frac{\omega_1 - (\omega_1 + \Delta\omega)}{\varphi_1 - (\varphi_1 + \Delta\varphi)} = \frac{\Delta\omega}{\Delta\varphi}$$

e al limite

$$(25) \quad Vg = \left[\frac{\Delta\omega}{\Delta\varphi} \right]_{\Delta\omega \to 0} = \frac{d\omega}{d\varphi}$$

che è l'inverso della condizione (14).

Tale diversità di procedura porta a definire

$$(14 \text{ bis}) \quad \frac{d\varphi}{d\omega} = \text{tg}$$

come il tempo di ritardo del gruppo $\Delta\omega$ che si propaga in quella rete, anzichè come il tempo di ritardo definito dalla (14). La diversa indicazione simbolica *tg* oppure *td* non è quindi relativa alla rete, ma rappresenta piuttosto un riferimento che, in termini di valutazione, scinde la generica funzione $V(t)$ dal caso particolare di una modulazione a portante soppressa. Per questa, dalla (22) (24) (25), considerando un piccolo intervallo $\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1$ si può ritenere $A(\omega)$ costante e uguale ad A mentre ω_1 e ω_2 in relazione alle loro fasi impongono per il gruppo una determinata Vg. Se per tale incremento esiste distorsione di fase le velocità angolari delle bande laterali non saranno più simmetriche rispetto al valore riferito alla portante $(\omega_1 + \omega_2)/2$ e quindi l'inviluppo sarà distorto.

Estendendo tale concetto ai limiti assegnati da ω_1 e ω_2 per due gruppi continui di frequenze $\Delta\omega/2$, di ampiezza costante A e distribuiti intorno a ω_0 (fig. 6), la rappresentazione nel dominio della frequenza della funzione $G(\omega)$ e quella rispettiva nel dominio del tempo è indicata in fig. 9. La trattazione analitica è parallela a quella di un filtro passa zona ideale con larghezza di banda continua $\Delta\omega$ disposta intorno alla pulsazione ω_0 centrale, allorchè si considerano i contributi $\Delta\omega$ lungo tutta la curva di fig. 6.

Nel caso di un solo incremento (fig. 9a) si nota che la differenza con il regime perpamente (22) (fig. 8) è praticamente evidenziata da oscillazioni spurie che sono la rispondenza propria dei regimi transitori di qualunque spettro continuo limitato, ad ampiezza costante. La $f(t)$ a cui corrisponde lo spettro $\Delta\omega$ di fig. 9a), è relazionata in termini della funzione integranda $Si(x)$ (fig. 5). Il transitorio di fig. 9b è simile a una modulazione di ampiezza a portante soppressa completata da inviluppi spuri (bibl 1).

Le caratteristiche date dalle (19) e (25), cioè la velocità di gruppo e la velocità di fase, sono fra loro interdipendenti. Per incrementi positivi di ω,se Vf diminuisce, allora in genere è $Vg < Vf$ (ultimo tratto di fig. 6) cioè si ha un aumento di *tg* (14 bis) e quindi di *tf* (17). Questa particolarità è in generale sempre presente nella maggior parte delle reti quando $A(\omega)$ diminuisce rapidamente alle alte frequenze per effetto della pulsazione critica. Se l'intervallo $\Delta\omega$ è piccolo si può considerare $A(\omega)$ costante ed in generale diversa da successivi o precedenti intervalli; in tal senso è adatta l'interpretazione del ritardo di gruppo dovuto alla sola distorsione di fase. La valutazione di questa in termini di Vg e Vf trova un significato più evidente ad interpetare i fenomeni relativi alla teoria delle linee per la quale è evidente il termine propagazione. Nelle reti, rimane comunque significativo il reciproco di Vg dato dalla (14 bis) per esprimere distorsioni di inviluppo. Se una rete modifica le relazioni di fase delle collaterali alle condizioni:

$$(26) \quad \varphi_1 = X(\omega) \qquad \varphi_2 = Y(\omega)$$

l'inviluppo risulterà deformato. Tali considerazioni possono essere estese al caso impulsivo in regime transitorio fig. 9.

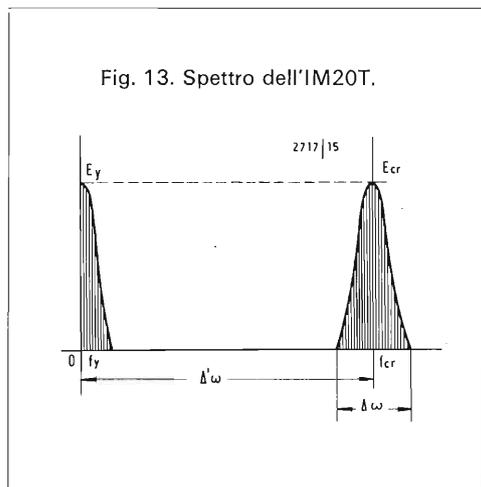
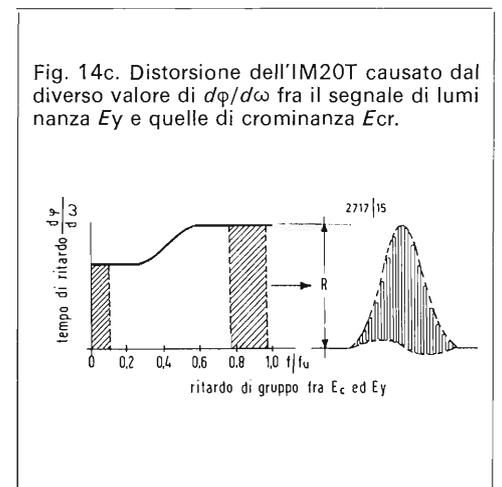
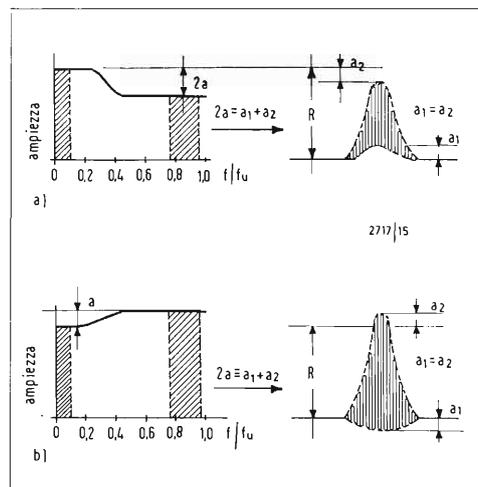



Fig. 14a.
Fig. 14b.
Distorsione dell'IM20T causato dal diverso guadagno fra il segnale di luminanza Ey e quello di crominanza Ecr.
L'ampiezza della deformazione alla base dell'impulso è uguale a quella alla sommità.

Fig. 13. Spettro dell'IM20T.

Fig. 14c. Distorsione dell'IM20T causato dal diverso valore di $d\varphi/d\omega$ fra il segnale di luminanza Ey e quelle di crominanza Ecr.

Se nel luogo $\Delta\omega$ considerato, l'andamento di $\varphi(\omega)$ (fig. 6) sarà concavo o convesso le frequenze alte, rispettivamente le frequenze basse subiranno un ritardo maggiore.
E questo stabilisce nel caso delle figg. 8 e 9b configurazioni tipiche all'inviluppo. Tali considerazioni mostrano la possibilità di valutare entro certi limiti la distorsione di fase.

4. L'impulso modulato 20T (IM20T)

Sia un impulso di durata discreta τ (fig. 10) con una frequenza di ripetizione fy tale che:

$$(27) \quad \tau < \frac{1}{fy}$$

e di forma appropriata (app. 2) a rappresentare la funzione modulante periodica di tipo impulsivo. La funzione modulanda è scelta in modo di soddisfare a determinate caratteristiche (app. 2). L'espressione (27) è tipica dei video segnali, che per il loro svolgimento nel tempo possono considerarsi allo stesso modo dei segnali periodici impulsivi (fig. 10).
Questo tipo di segnale si presta ad essere designato per interpretare le conseguenze dovute alle (26). Con esso si effettua una modulazione a portante soppressa (fig. 12b) (comunque detto processo deve porre l'inizio della modulazione al valore zero della modulanda) che successivamente viene sommata in concordanza allo stesso segnale modulante (fig. 12a) ottenendo cosi l'impulso di fig. 12c. il cui sviluppo periodico è il segnale video di fig. 11. Tale somma si rende necessaria in quanto l'impulso cosi ottenuto permette oltre ad una più semplice interpretazione del ritardo di gruppo, la valutazione di altre distorsioni più complesse, non alterando sostanzialmente il concetto di modulazione sopra definito. È da notare che un impulso si fatto è riferito ad una linea di zero o di base, che è uniforme quando non vi sono distorsioni. Esso è definito, anche se la denominazione non è ortodossa, come il segnale modulato 20T (bibl. 2) (IM20T) allorchè la frequenza modulanda, compresa nella banda video, si identifica con la sottoportante di crominanza fcr, e quella modulante con il segnale video di luminanza a frequenza fondamentale fy, il cui spettro si estende secondo i suoi multipli interi. L'informazione spettrale dell'IM20T sarà quindi distribuito come in fig. 13 ove nella prima parte del diagramma è la distribuzione spettrale discontinua del segnale di luminanza Y, mentre nella rimanente vi è quella intorno alla sottoportante fcr. Se tale distribuzione vede mutata, per l'azione selettiva di una rete, le ampiezze di spettro (fig. 13) e le fasi relative, è possibile interpretare le deformazioni prossime alla base dell'IM20T come conseguenza delle considerazioni successive alla (14 bis).
Al ritardo di gruppo, come riferito dalla (14 bis), possono riferirsi due condizioni distorcenti generali.
La prima è relativa ai ritardi di gruppo (distorsione di fase) fra i due inviluppi di luminanza e crominanza Ey ed Ecr di fig. 13, supponendo nulla la distorsione di ampiezza ($Ey = Ecr$); la seconda è relativa ai ritardi conseguenti alla banda $\Delta\omega$ del secondo inviluppo (distorsione di fase fra le bande laterali), supponendo nulla la distorsione di ampiezza fra le stesse con $Ey = Ecr$. La prima distorsione si manifesta visivamente con una sorta di spostamento fra l'informazione colorata e quella in bianco e nero; la seconda con una alterazione delle tinte dei colori. Al primo caso si possono sottendere ωy e ωcr come appartenenti ad un intervallo $\Delta'\omega$, essendo nulla, come è stato osservato al precedente paragrafo, la distorsione di ampiezza; mentre nel secondo caso i gruppi sono rappresentati dalle collaterali insite nell'intervallo $\Delta\omega$ (seconda parte di fig. 13).
L'IM20T, a causa della sua composizione spettrale, permette di osservare oltre le distorsioni del ritardo di gruppo testè considerate, anche le sole distorsioni di ampiezza per ciascun caso, nonchè l'insieme di tali distorsioni per i singoli intervalli $\Delta'\omega$ e $\Delta\omega$ o, più generalmente, distorsioni che sono il risultato di interazioni fra le precedenti. Le distorsioni che interessano per il solo canale di crominanza la $A(\omega)$ e la $\varphi(\omega)$ mostrano invece configurazioni diverse (fig. 15).
Quando un quadripolo è funzionante in condizioni dinamiche non lineari (quadripolo attivo ed assenza di proporzio-

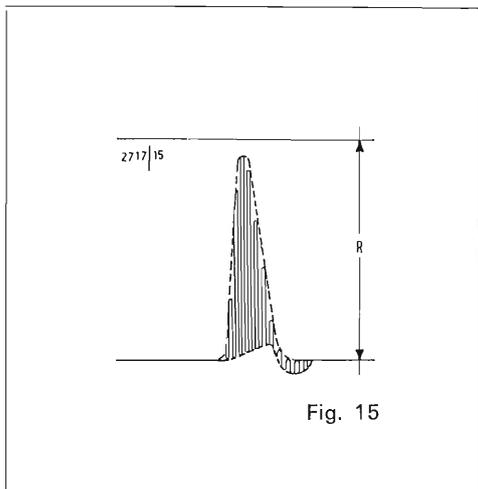
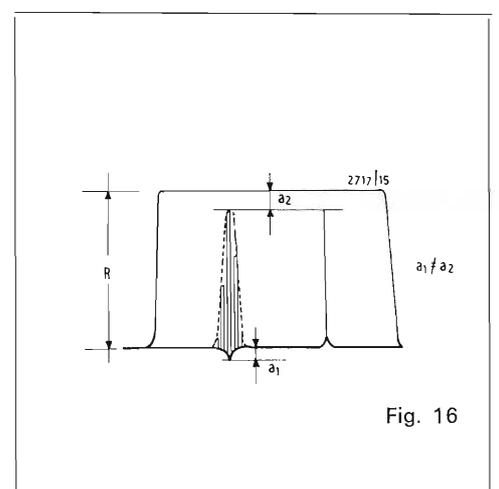



Fig. 15

Fig. 15. Distorsione relativa al solo canale di crominanza.

Fig. 16. Distorsione con dinamica non lineare.

Nota: R = Riferimento per il segnale di luminanza.

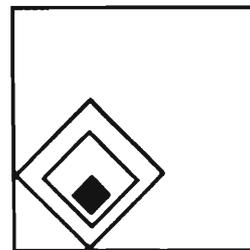



Fig. 16

nalità fra tensione di uscita e di ingresso) le distorsioni (intermodulazione) dello IM20T (fig. 16) presentano difficoltà di interpretazione quantitativa. Comunque l'aspetto qualitativo dell'informazione evidenzia la condizione dinamica di funzionamento della rete. Queste considerazioni possono essere rappresentate dalla (22) per il regime permanente, tenendo conto delle (26) per la distorsione del ritardo di gruppo ed esprimendo l'ampiezza A della (22) in termini di funzione $A(\omega_1)$ e $A(\omega_2)$. Tutte queste distorsioni si evidenziano con la presenza contemporanea di più segnali. Vengono riportati nelle figure 14 i casi tipici di distorsione dell'IM20T lasciando più ampia discussione alle pubblicazioni specializzate (bibl. 1, 2).

APPENDICE

1) La (5) al fine di una rappresentazione algebrica diviene:

$U_1(t) = 0$ per $t < 0$

$U_1(t) = U\,e^{-\alpha t}$ per $t > 0$ ove α è piccolo a piacere $e > 0$.

Passando dal dominio del tempo a quello della frequenza si ha:

$$g_1(\omega) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} U_1(t)\,dt\,e^{-j\omega t} =$$

$$= \frac{U}{2\pi}\int_{0}^{\infty} e^{-(\alpha+j\omega)t}\,dt =$$

$$= \frac{U}{2\pi}\left[\frac{-e^{-(\alpha t+J\omega)t}}{\alpha + J\omega}\right]_0^{\infty} =$$

$$= \frac{U}{2\pi}\,\frac{1}{\alpha + J\omega}$$

da cui:

$$G_1(\omega) = \frac{U}{2\pi\omega}.$$

2) L'impulso delle figure 10 e 12a ha l'andamento di un sen². La sua durata a metà ampiezza è τ; 2τ alla sua base. All'impulso sen² appartengono particolari requisiti e precisamente:

a) una relativamente facile realizzazione del circuito designato alla sua formazione;

b) uno spettro di frequenza facilmente interpretabile e distribuito quasi totalmente nella banda interessata (banda video);

c) una relazione algebrica relativamente semplice che collega la sua durata alle ampiezze della sua distribuzione spettrale.

d) permette entro certi limiti una valutazione quantitativa delle distorsioni lineari di $\varphi(\omega)$ e di $A(\omega)$.

La funzione modulanda per lo standard Europeo è $\sim$ 4,43 MHz e rappresenta la sottoportante cromatica modulata a portante soppressa dalle informazioni di crominanza R-Y e B-Y. L'IM20T rappresenta allora un segnale di prova sia per i segnali cromatici che per quello di luminanza Y.

3) La distinzione fra il processo di modulazione a portante soppressa *ps* e il battimento *b* inteso quale somma fra due frequenze, relativamente a grandezze periodiche sinoidali, dipende dalla relazione trigonometrica relativa all'arco cui le stesse sono sottese. Ciò si può esprimere in generale:

(1.3) $y = \text{sen}[f_n(\alpha, \beta)]$ ove il pedice n per *ps* o *b* caratterizza la diversa relazione assunta dagli archi α, β.

Notoriamente dalla somma di due grandezze periodiche sinoidali (cosinoidali) di diversa frequenza e con ampiezza costante, risulta una grandezza ad ampiezza variabile causata dal progressivo mutare della fase delle componenti (fig. 1A).

Il fenomeno del battimento propriamente detto è caratterizzato quando lo scarto $\Delta\omega$ fra le due pulsazioni ω_1 e ω_2 è minimo (per es. 10^{-3}) in rapporto alla somma delle stesse. Cionondimeno il concetto algebrico e vettoriale sussiste, comunque siano le differenze fra le velocità angolari ω (fig. 2A).

La somma vettoriale di due grandezze sinoidali $\omega_1 t$ e $\omega_2 t$ in funzione del tempo t è definita, analogamente alle relazioni (21) e (22) da:

(2.3) $\cos\omega_1 t + \cos\omega_2 t =$

$$= 2\cos\frac{\omega_1+\omega_2}{2}t\cdot\cos\frac{\omega_1-\omega_2}{2}t$$

che corrisponde (fig. 1Ac) a una pulsazione $(\omega_1+\omega_2)/2$ che muta in ampiezza secondo l'inviluppo di pulsazioni

$$\frac{|\,\omega_1-\omega_2\,|}{2},$$

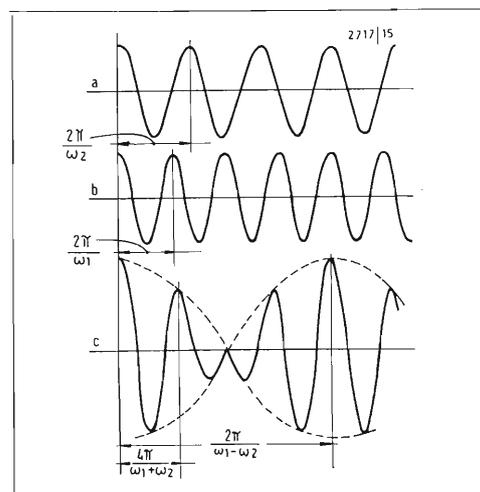
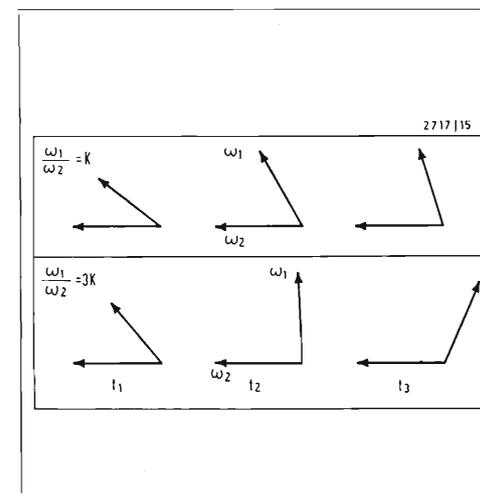



Fig. 1A.

Fig. 2A.

considerando la somma membro a membro:

(3.3) $\cos(\omega_1 t \pm \omega_2 t) =$
$= \cos\omega_1 t \cos\omega_2 t \pm \text{sen}\,\omega_1 t \,\text{sen}\,\omega_2 t.$

Impiegando al caso un processo di amplificazione quadratica si potrà effettuare la rivelazione del battimento (fig. 3A).

I termini di una modulazione in ampiezza con profondità di modulazione 100 % definita da una modulante ω_2' e da una modulanda ω_1' può essere scritta:

(4.3) $y = (1 + \cos\omega_1' t)\cos\omega_2' t.$

Sviluppando secondo la (3.3) e sopprimendo la portante (modulanda) si ha (Fig. 4A) l'espressione delle bande laterali:

(5.3) $y = \cos(\omega_1' t + \omega_2' t) +$
$+ \cos(\omega_1' t - \omega_2' t) = 2(\cos\omega_1' \cos\omega_2').$

Alla condizione particolare

(6.3) $\omega_1 = \omega_1' + \omega_2'$ e
$\omega_2 = |\omega_1' - \omega_2'|$

la (5.3) si identifica con la (2.3) o anche

(7.3) $$\omega_1' = \frac{\omega_1 + \omega_2}{2}$$ e

$$\omega_2' = \frac{|\omega_1 - \omega_2|}{2}$$

risolvibile anche dalla (6.3) e che si identifica con la (21 bis).

Se $\omega_1/\omega_2 = k$ allora similmente si avrà:

(8.3) $$\omega_1'/\omega_2' = k' = \frac{k+1}{k-1}.$$

Quindi per

(9.3) $k \gg 1$ sarà $k' \simeq 1$

e viceversa per

$k \simeq 1$ sarà $k' \gg 1$

da cui risulta che alle due coppie di pulsazioni appartengono ruoli complementari, se si pongono uguali condizioni per k e k'.

Nel caso in cui k o $k' \simeq 1$, l'andamento delle rispettive pulsazioni $(\omega_1+\omega_2)/2$ o ω_1' si può ritenere di tipo sinoidale in quanto le velocità angolari $|\omega_1 - \omega_2|/2$ o ω_2' risultano più lente. Ciò significa che le ampiezze $(\omega_1+\omega_2)/2$ o ω_1' aumentano e diminuiscono (fase e controfase fra le componenti) in modo che il rapporto fra i picchi della frequenza inviluppata, considerando brevi intervalli, si discosta di poco dall'unità. Per k o $k' \gg 1$ si hanno comportamenti opposti. Alla rivelazione del battimento è pertinente la frequenza differenza $|\omega_1 - \omega_2|/2\pi$, mentre è metà la frequenza dell'inviluppo (fig. 3A).

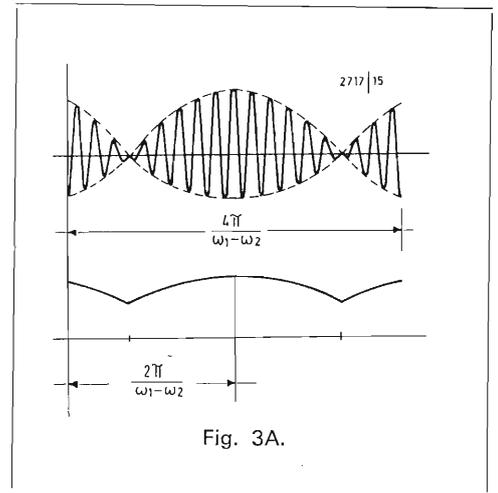



Fig. 3A.

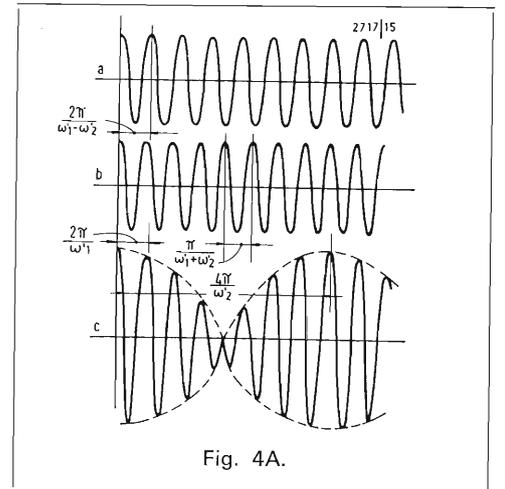



Fig. 4A.

Analogamente nel caso di modulazione, la modulante $\omega_2/2\pi$ ha lo stesso valore di quella ricavata dal processo di rivelazione quadratica. Nel caso di portante soppressa, l'inviluppo rivelato risulterà distorto (frequenza doppia) a meno di rigenerare in loco la stessa portante ed ottenere quindi una corretta demodulazione (sincrona).

Bibliografia

1. E. Guillemin. 2° Communication networks.
2. P. Wolf. SMPTE vol. 75, pag. 15 et passim.
3. G. Rosman. Electronics, marzo 1967.
4. L. Weaver. Sine squared pulse and bar testing in colour television. BBC monograph, agosto 1965.

E. Guillemin, *The mathematics of circuit analysis.*

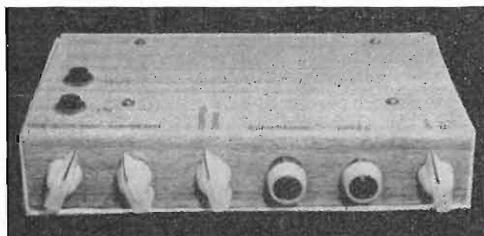
ERRATA CORRIGE

A pag. 336 del n. 9 de l'antenna, nella tabella, alla seconda colonna « Valori di Z (ω) » si legga « $\omega = \omega f$ » anziché « $\omega = \infty$; a pag. 338 le formule (12a) e (18a) si leggano come di seguito:

(12a) $$it/ir = \frac{Z_a + 2Z_b}{2Z_b} \pm \sqrt{\left(\frac{Z_a + Z_b}{2Z_b}\right)^2 - 1}$$

(18a) $$Z_{K\pi} = \frac{Z_a Z_b}{\sqrt{(Z_a/n)[nZ_b + (Z_a/4n)]}} = \frac{Z_a Z_b}{\sqrt{Z_a[Z_b + (Z_a/4n^2)]}}$$

Espansore-compressore audio

C. R. Bradley - a cura di A. Piazza

Quasi ogni sorgente audio può trarre profitto da un certo grado di compressione o di espansione della gamma di volume. Il complesso qui descritto produce una quantità variabile di compressione o di espansione con bassa distorsione e può essere aggiunto pressochè a qualsiasi sistema sonoro. Il complesso può rappresentare un controllo addizionale di « lusso » (come i controlli di tono) in un sistema di alta fedeltà, oppure può avere usi più importanti nella registrazione su nastro, nella musica pop e nelle comunicazioni radio come verrà descritto. Può essere inoltre usato per sostenere note suonate su una chitarra elettrica, oppure per fornire un controllo automatico di livello ai registratori a nastro.

Principio

Il livello di un segnale audio può essere controllato facendo passare il segnale stesso attraverso uno stadio con guadagno variabile. Un esempio semplice si ha nel controllo di volume di un ricevitore radio, se per se stesso possiamo considerarlo come uno stadio (vedasi Fig. 1a). Quando il cursore si trova in corrispondenza della estremità inferiore della pista o corsa, il guadagno dello stadio è zero ed il segnale in uscita è zero. Quando il cursore si trova in corrispondenza dell'estremità superiore della pista o corsa, il guadagno è uno (a prescindere dagli effetti di carico) e il segnale in uscita è massimo. La gamma di guadagno è compresa tra 0 e 1 ed è controllata mediante azione meccanica sull'alberino di controllo. È da notare che, se il cursore viene lasciato in una certa posizione, per esempio a metà della pista o corsa (guadagno = 1/2), la gamma dinamica (gamma di volume) del segnale non viene influenzata. Infatti, se il livello in entrata raddoppia, raddoppia anche il livello in uscita, a prescindere dalla regolazione del controllo (naturalmente tranne che a zero).

Si supponga ora che il controllo di volume di Fig. 1a possa essere alzato quando il livello in entrata è basso ed abbassato quando tale livello è alto, il tutto possa essere fatto automaticamente senza ritardo apprezzabile. Il livello in uscita può quindi essere tenuto costante nonostante le ampie variazioni del livello in entrata. Ciò rappresenta la « compressione di volume » o riduzione della gamma dinamica. Viceversa, se è possibile abbassare il controllo di volume quando il livello in entrata è basso ed alzarlo quando tale livello è alto, si ottiene una « espansione di volume » o un ingrandimento della gamma dinamica.

Sia l'uno, sia l'altro di questi processi può essere denominato c.a.v. (controllo automatico di volume). Il circuito di un radio ricevitore che mantiene una entrata a radio frequenza costante al rivelatore è a volte denominato impropriamente circuito c.a.v.; in modo più preciso esso è un circuito c.a.g. (controllo automatico di guadagno) applicato ad uno stadio di radio frequenza, mentre c.a.v. è un c.a.g. applicato ad uno stadio a frequenza audio.

Si potrebbe pensare alla possibilità di ottenere una compressione o una espansione di volume comandando il controllo di volume di Fig. 1a con un servomotore. Sfortunatamente, qualsiasi articolazione meccanica di carattere pratico finisce per avere una notevole inerzia ed attrito ed il sistema viene ad essere troppo lento per tenere il passo con le rapide variazioni di volume. Pertanto si rende necessario disporre di uno stadio, il cui guadagno possa essere controllato elettricamente. Ma prima di considerare tutti gli stadi elettrici, il circuito di Fig. 1b ci fornisce un impiego interessante della luce per un circuito c.a.v. Con *X* è indicata una fotocellula al sulfuro di cadmio ed *L* è una lampada montata in prossimità ad essa. La luminosità della lampada dipende dalla tensione di controllo. Quando la tensione di controllo è forte, la lampada emette una luce molto intensa e la resistenza di *X* è bassa con conseguente alto livello d'uscita. Quando la tensione di controllo è bassa, la lampada s'illumina debolmente e la resistenza di *X* è grande con conseguente basso livello d'uscita. Questa disposizione viene impiegata di frequente in applicazioni di controllo di volume a distanza e in certi circuiti espansori-compressori audio. Per tale uso la lampada e la fotocellula possono essere acquistate in un sol complesso sigillato. Dopo essere stato provato, questo circuito è stato scartato, a favore di quello che verrà ora descritto, per il forte consumo di energia della lampada e in quanto il rapporto tra la tensione di controllo e il livello in uscita non è molto lineare. Inoltre la massa termica del filamento della lampada e le caratteristiche della fotocellula introducono un ritardo nella risposta.

Stadi di guadagno variabile

Il guadagno di stadio di un amplificatore della classe *A* può essere fatto variare spostando la polarizzazione verso l'interdizione. Questo è il tipo di controllo di guadagno usato nei circuiti radio c.a.g. (vedasi Fig. 2). Quando lo stadio è prossimo al bloccaggio, questo circuito presenta l'inconveniente di una forte distorsione della forma d'onda in uscita. In uno stadio sintonizzato di radio frequenza questa distorsione è tollerabile, in quanto il circuito sintonizzato successivo elimina le armoniche e ripristina la forma d'onda sinusoidale. La distorsione è però eccessiva in uno stadio di

Fig. 1. Controllo di volume normalizzato e metodo semplice di espansione o compressione audio usando un L.D.R.

Fig. 2. Circuito a c.a.g. per radioricevitore e diagrammi illustranti l'effetto di c.a.g. in seguito a guadagno.

frequenza audio a gamma piena, in particolare in un compressore audio in cui lo stadio viene ad essere polarizzato in prossimità all'interdizione quando il segnale in entrata si trova ad un massimo.

Un altro circuito, che è stato esaminato, è rappresentato in Fig. 3. Questo circuito è una coppia a lunga persistenza d'eco, in cui il segnale audio è fatto passare attraverso uno dei transistori (Tr2).

Quando la tensione di controllo diventa negativa Tr1 si innesca. Poichè la base di Tr2 è mantenuta a potenziale costante, la maggior caduta di tensione ai capi di *R* polarizza Tr2 verso l'interdizione e si ha un'attenuazione del segnale audio. Questo circuito dà una buona prestazione, ma il segnale in entrata deve essere piccolo per evitare la distorsione.

La scelta finale del circuito è rappresentata in Fig. 4. Questo circuito è un comune amplificatore ad emettitore comune di tipo tradizionale, con un transistore ad effetto di campo posto in serie con il condensatore di fuga di emettitore. Il transistore ad effetto di campo (t.e.c.) è usato come resistore variabile controllato dalla tensione di porta. Quando la tensione di porta è zero, la resistenza sorgente-assorbitore è bassa e l'emettitare di Tr1 è completamente disaccoppiato da *C*. Quando la tensione di porta diventa negativa, la resistenza aumenta, per cui si riduce l'azione di disaccoppiamento di *C* sull'emettitore di Tr1. A questo punto il guadagno dello stadio è ridotto dalla reazione negativa, che proviene dal resistore *R* dell'emettitore non bypassato.

Si noterà che il transistore ad effetto di campo viene usato per controllare la corrente alternata. Il circuito è stato innanzi tutto provato con un resistore addizionale dal positivo ad alta tensione alla sorgente del transistore ad effetto di campo per ottenere una stabile polarizzazione in corrente continua. Ciò è stato scartato quando si è constatato che, poichè il transistore ad effetto di campo è fondamentalmente un dispositivo simmetrico, esso può essere usato in corrente alternata. In questo circuito i conduttori della sorgente e dell'assorbitore possono essere scambiati senza notevole effetto sulla prestazione, sebbene una disposizione risulti un poco migliore con il transistore ad effetto di campo a basso costo specificato, che in ogni caso non è specificato come di tipo simmetrico.

Il vantaggio principale di questo circuito consiste nel basso valore di distorsione in una vasta gamma di livelli di segnale. Il transistore è sempre polarizzato nella classe A, in cui la distorsione è al minimo. A differenza di ogni circuito precedente, la distorsione diminuisce al diminuire del guadagno; ciò è dovuto all'aumento della reazione negativa da *R*. Ciò lo rende particolarmente adatto per un compressore audio. Il transistore Tr1 e il transistore ad effetto di campo forniscono inoltre rispettivamente una amplificazione utile del segnale audio e della tensione di controllo.

Circuito compressore

In Fig. 5 è illustrato il dispositivo per la compressione audio. Il segnale in uscita è campionato da un amplificatore *A* ad uno stadio singolo. Ciò dà luogo ad un segnale ai capi di R_1, raddrizzato da *D* per ottenere una tensione ad andamento negativo ai capi del carico di diodo R_2. I componenti della frequenza audio sono livellati da C_1 per produrre la tensione di controllo stabile alimentata alla porta del transistore ad effetto di campo. Poichè l'impedenza della porta è molto alta, il tempo di attacco e di smorzamento del compressore è determinato dai valori di R_3 e C_2. L'azione di compressione è illustrata nel grafico di Fig. 6. Quando il segnale in entrata è basso, la tensione di porta V_g del transistore ad effetto di campo è compresa tra 0 V e − 2 V ed il transistore produce un guadagno alto. Quando il livello del segnale in entrata aumenta, per cui la tensione di porta passa da − 2 V a − 3 V, il guadagno si riduce in modo progressivo. Non è possibile comprimere ulteriormente livelli di segnali più alti, in quanto il transistore ad effetto di campo ha già bloccato l'in-

Fig. 3. Due transistori collegati in forma di una coppia « a coda lunga » possono controllare la gamma dinamica, soltanto però a livelli bassi di entrata.

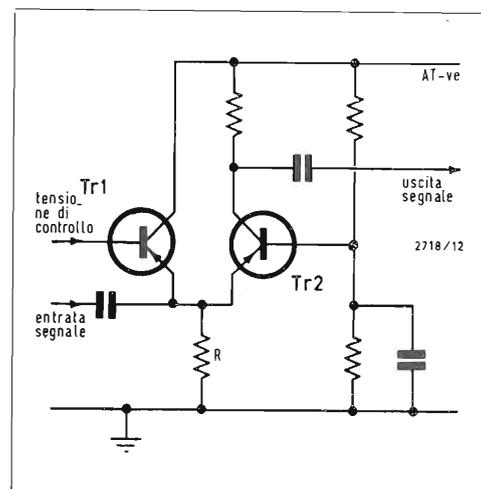
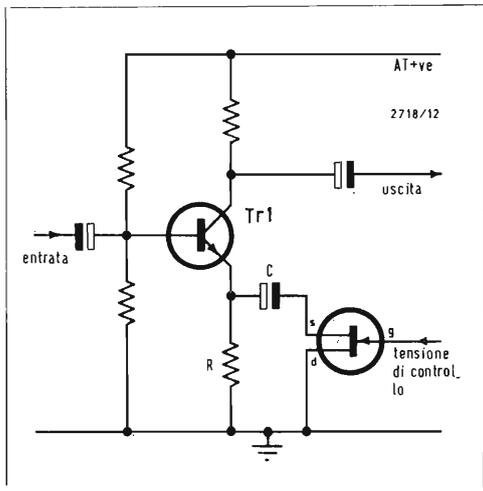
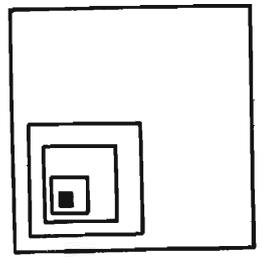



Fig. 4. Circuito di controllo fondamentale usato nel circuito finale.

Fig. 5. Principio del circuito compressore.

tero disaccoppiamento dell'emettitore. Tuttavia, la distorsione dovuta al taglio di cresta si presenta solo con livelli di segnale molto intensi.
La porzione piuttosto piana della curva solida di Fig. 6 rappresenta la gamma di compressione. Maggiore è il guadagno dell'amplificatore *A* e più tale porzione sarà piana maggiore sarà il grado di compressione. Poichè *A* campiona l'uscita compressa e non il segnale in entrata, il circuito non può « sovracomprimere » segnali intensi per quanto possa essere grande il guadagno di *A*, ossia è impossibile una inclinazione in basso della curva da sinistra a destra.
Si deve intendere che la non linearità della curva di Fig. 6 non produce una distorsione armonica nel segnale in uscita, in quanto rappresenta una risposta di volume non lineare e non una risposta istantanea. La costante di tempo R_3/C_2 è scelta in modo che la tensione di porta non subisce variazioni apprezzabili anche durante i cicli audio più lunghi (bassi). In qualsiasi momento la curva di risposta istantanea è una delle linee tratteggiate di Fig. 6, linee che sono rette.

Circuito espansore

Sebbene l'espansione audio abbia semplicemente l'effetto inverso della compressione audio, la costruzione del circuito non è così semplice come si potrebbe immaginare. Si può tentare di impiegare il circuito di Fig. 5, ma con una polarizzazione negativa sulla porta del transistore ad effetto di campo e il diodo *D* invertito. Il transistore dà quindi, come desiderato, un basso guadagno con segnali deboli e un alto guadagno con segnali forti. Esiste però un circuito di reazione positiva. Un segnale forte fa oscillare la tensione di porta verso zero, il che aumenta il guadagno; ciò aumenta il segnale campionato da *A* che conduce la tensione di porta ulteriormente verso zero, e così via. La disposizione dà un'azione di schiacciamento o livellamento illustrata in Fig. 7a, ossia: segnali al disotto di un livello di soglia sono amplificati con basso guadagno, mentre i segnali al disopra del livello di soglia sono amplificati con alto guadagno. Sebbene tale schiacciamento o livellamento abbia i suoi impieghi, esso non rappresenta il tipo di espansione di volume richiesto.
Lo stesso dispositivo è più adattabile se

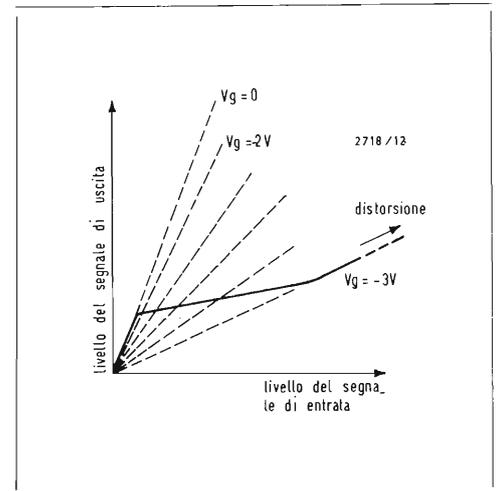
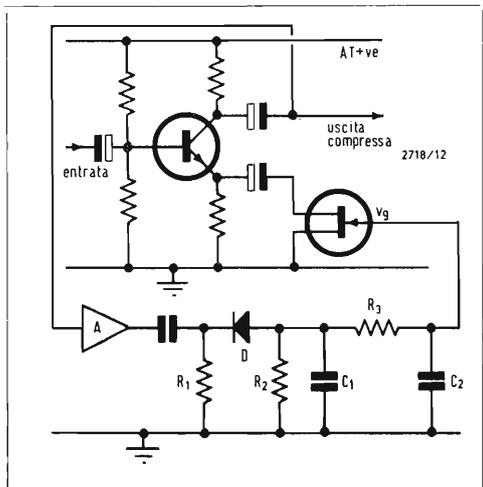



Fig. 6. Nel diagramma le linee tratteggiate indicano i guadagni dello stadio audio a diverse tensioni di porta del transistore ad effetto di campo del circuito di fig. 5.

Fig. 7. Caratteristiche di espansione di volume di circuiti discussi nel testo: in (a) l'espansione opera in una gamma infinitamente piccola; in (b) la gamma è reale, ma l'espansione non è lineare.

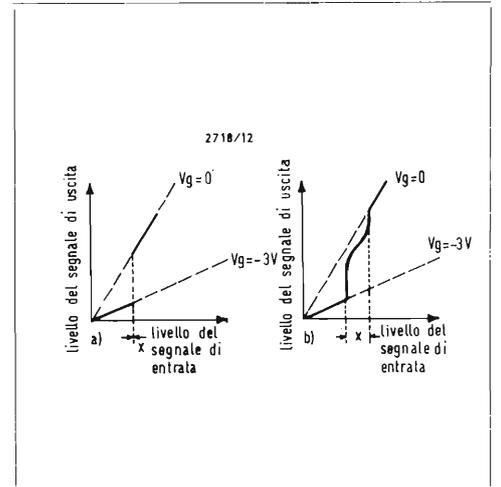
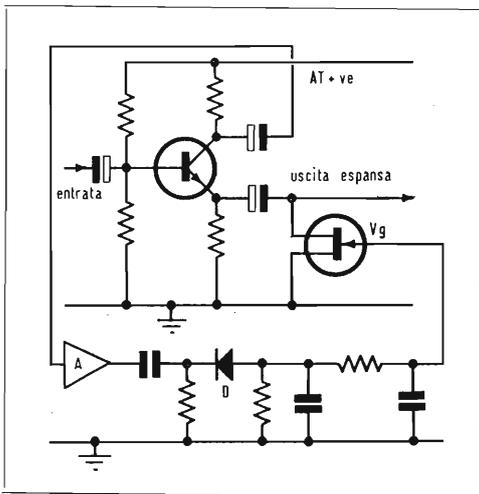
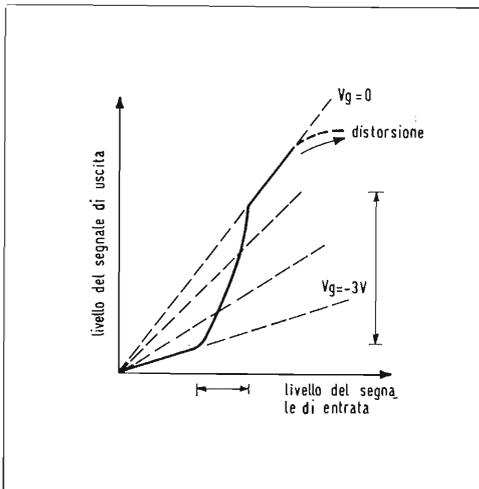



Fig. 8. Principio del circuito di espansione.

Fig. 9. Nel diagramma le frecce indicano come una piccola gamma di volume nell'entrata viene espansa in una gamma più larga.

il segnale campionato da A è il segnale in entrata non espanso; ciò elimina la maglia di reazione positiva. In A è tuttavia necessario un guadagno altissimo e la espansione si presenta di tipo non molto lineare (Fig. 7b).
La soluzione all'esigenza di una espansione di volume lineare in un intervallo esteso è rappresentata in Fig. 8. In effetti, ciò è rappresentato dal circuito di compressione di volume con l'uscita presa da un punto differente. Quando il livello del segnale in entrata è basso, la tensione di porta del transistore ad effetto di campo è prossima allo zero e pertanto l'impedenza da sorgente ad assorbitore è bassa rispetto all'impedenza di uscita di Tr1, che agisce da ripetitore di emettitore. Quindi il livello di uscita è basso. Quando il livello del segnale in entrata è alto, la porta del transistore ad effetto di campo è portata ad essere negativa e l'impedenza tra sorgente e assorbitore è alta; il guadagno del circuito aumenta quindi all'unità. L'amplificatore A fa parte di un circuito di reazione negativa in quanto campiona o misura il segnale *compresso* in corrispondenza del collettore di Tr1; questa reazione assicura la espansione lineare del segnale.

Circuito finale

In fig. 10 è rappresentato il circuito compressore-espansore finale. Lo stadio di guadagno variabile è costituito da Tr1 e Tr2 (transistori ad effetto di campo) con S_1 che seleziona la compressione o la espansione. Il segnale compresso presente al collettore di Tr1 è amplificato da Tr3 ed alimentato attraverso C_7 e VR_3 a Tr6, che è l'amplificatore A di Fig. 4. Il grado di compressione (o di espansione) è controllato da VR_3. Il segnale presente al collettore di Tr6 è raddrizzato da D_1, livellato da C_{15} e alimentato alla porta del transistore ad effetto di campo attraverso uno dei gruppi di componenti a costante di tempo selezionato da S_2.
Per la compressione, il segnale presente al collettore di Tr3 è portato inoltre direttamente alla base del ripetitore di emettitore Tr5, che produce su JK un'uscita a bassa impedenza; in questo modo Tr4 non ha alcuna funzione.
Per l'espansione, si usa come descritto in Fig. 8 il segnale presente all'emettitore Tr1. Questo segnale è portato alla base di Tr4 attraverso VR_2 e C_8. Il segnale al collettore di Tr4 è portato direttamente alla base dello stadio di uscita di Tr5. Il potenziometro VR_2 funziona solo all'espansione; la sua resistenza costituisce un divisore di tensione con la resistenza variabile tra sorgente ed assorbitore del transistore ad effetto di campo ed è usata per regolare il campo di espansione. Tutti i transistori sono in funzione, in quanto Tr3 continua ad inviare un segnale compresso a Tr6.
La polarizzazione di base sia per Tr3, sia per Tr4 è fornita dall'emettitore di Tr5 attraverso R_{14}; Tr5 forma una coppia di reazione in c.c. sia con Tr3, sia con Tr4 rispettivamente in seguito a compressione o espansione.

Sperimentando con i componenti a costante di tempo selezionati da S_2, è possibile ottenere qualsivoglia caratteristica di salita e di discesa; in questo caso e per ottenere un risultato particolare si possono usare reti piuttosto complesse. I valori di R_{22} a R_{24} indicati in Fig. 10 sono stati usati per dare la seguente scelta di caratteristiche d'accordo con C_{16}. Nella posizione 1 di S_2, C_{16} può rapidamente caricarsi e scaricarsi attraverso R_{22}. Pertanto, il compressore-espansore presenta risposta più rapida possibile alle variazioni di volume senza che la reazione, che si genera dalle frequenze audio, raggiunga la porta di Tr2. In posizione 2 di S_2, R_{22} è sostituito da un valore più alto R_{23}, dando luogo ad una risposta più lenta. La posizione 3 di S_2 dà una caratteristica speciale di attacco e discesa destinata ad essere utilizzata per un controllo automatico di livello con un registratore a nastro (S_1 commutato in compressione).

Il compressore risponde molto rapidamente ad un *aumento* di volume del segnale quando in D_2 fluisce corrente diretta per caricare negativamente C_{16}, ma C_{16} può scaricarsi solo lentamente attraverso R_{24}, in quanto la corrente di dispersione o fuga della porta del transistore di campo è trascurabile. Quindi, la tensione di porta del transistore ad effetto di campo dipende dal livello del volume di *cresta*. Questa è una caratteristica ideale allo scopo, in quanto le creste di volume vengono rapidamente abbassate ad un livello costante per evitare di sovramodulare il nastro, mentre il guadagno non aumenta un gran che durante

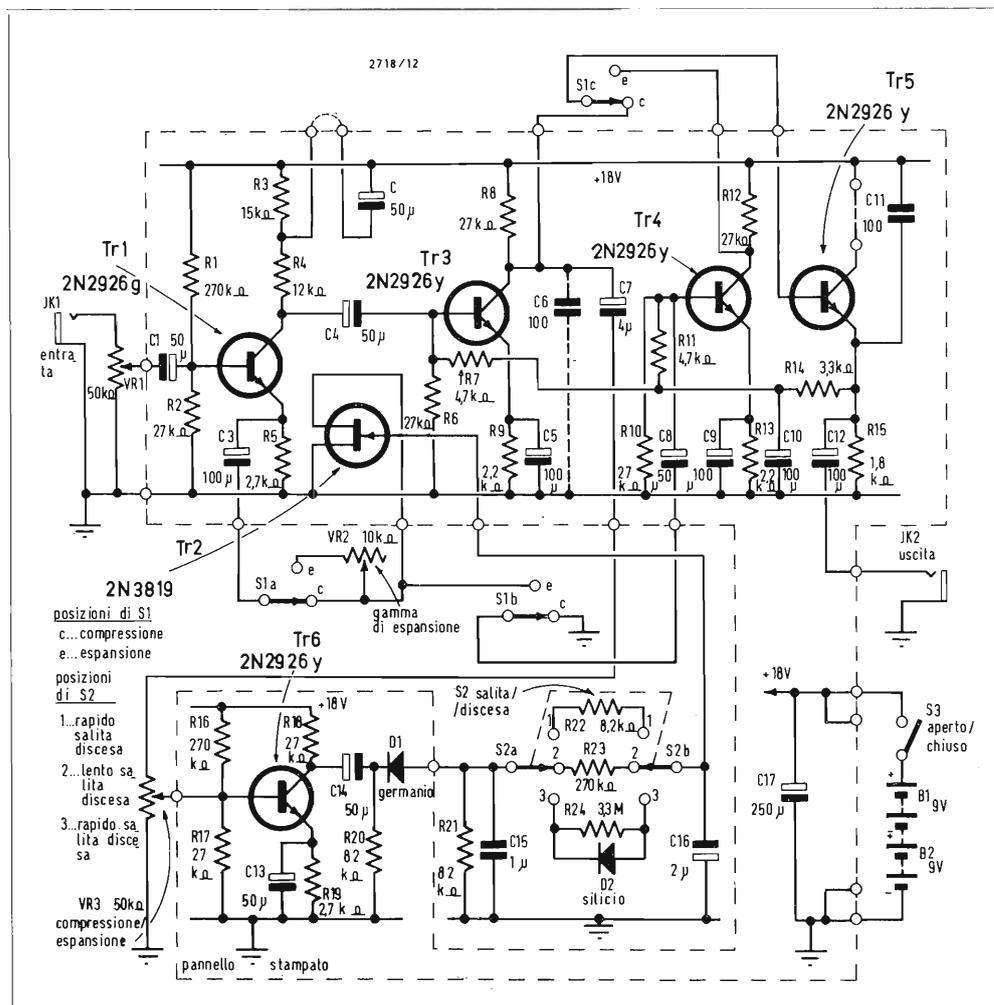
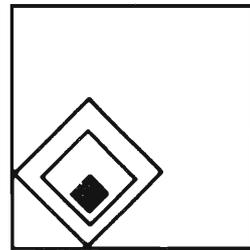



Fig. 10. Circuito completo dell'espansore-compressore audio. I componenti tra linee punteggiate sono montati su pannello a circuito stampato.

i passaggi di suoni a livello più basso. In tal modo la gamma dinamica del materiale registrato non viene influenzata in misura notevole.

Il valore di R_{24} può essere aumentato per dare a C_{16} un tempo di scarica ancor più lungo. La combinazione di R_{24} e del diodo al silicio D_2 (bassa dispersione) può essere sostituita da un diodo al germanio (dispersione più alta), ma ciò impedisce ogni esperimento con R_{24}.

Costruzione

La maggior parte dei componenti è portata su un pannello a circuito stampato rappresentato in Fig. 11. Per una schermatura efficace il pannello ed i controlli sono montati in una scatola di alluminio in due pezzi (vedasi Fig. 12). L'autore ha impiegato un componente separato per l'interruttore S_3 di INSERZIONE e DISINSERZIONE; ciò si traduce in un numero piuttosto grande di manopole sulla parte frontale del gruppo e può essere preferibile avere una terza posizione di DISINSERZIONE su S_1. In questo caso S_1 deve essere del tipo quadripolare a tre vie.

Per i lettori, si sono presi accordi in modo da poter ottenere il pannello a circuito stampato già pronto e forato da parte dei fornitori elencati nell'elenco delle parti. Se uno si prepara il pannello da sè, deve tracciare l'andamento o percorso dei conduttori illustrato in Fig. 11 e stendere la sostanza che resiste all'azione degli agenti chimici sul rame in immagine speculare del percorso.

I tipi di transistori impiegati, ossia 2N2926 (tipo comune al silicio e plastica) e 2N3819 (transistore ad effetto di campo per scopi generali) sono disponibili a basso prezzo presso gli inserzionisti elencati nella rivista. Assicurarsi che i condensatori elettrolitici e i semiconduttori siano cablati con la polarità esatta, come indicato in Fig. 11. Tutti i componenti devono essere saldati rapidamente e con conduttori corti. Il diodo al germanio D_1 è il solo componente che richiede una particolare attenzione al fine di evitare danni per calore. Il cablaggio tra il pannello ed i controlli deve essere corto ed i conduttori indicati devono essere schermati, come mostrato. Tutte le connessioni a massa sono fatte ad un punto comune e precisamente al corpo di VR_1. L'inclusione di C_{11} dovrebbe essere sufficiente ad assicurare stabilità se si segue lo schema. Se si ha una instabilità dovuta ad uno schema scarso o all'impiego di transistori a guadagno più elevato, si può aggiungere un condensatore C6 da 100 pF tra massa e la base di Tr5 (collegata in corrispondenza di S_1), oppure nella posizione indicata sul circuito stampato (normalmente non occupata). Il compressore-espansore deve rimanere stabile anche con un'entrata di sovraccarico.

Sul circuito stampato sono rappresentati due collegamenti. Quando si effettua il collegamento tra il negativo di C_2 ed R_3/R_4, il guadagno del gruppo si riduce leggermente, mentre aumenta la gamma di compressione o di espansione. Il collegamento tra il collettore di Tr5 e la linea positiva può essere aperto per misurare la corrente di collettore di Tr5. Sia nella posizione di compressione, sia in quella di espansione, di S_1, tale corrente deve essere di circa 3,5 mA.

In certe condizioni può essere possibile che il circuito entri in oscillazione a bassa frequenza quando VR_3 è completamente inserito (senso orario). È possibile avere un certo miglioramento in ciò e nel tempo di recupero del circuito da un sovraccarico fortissimo, montando

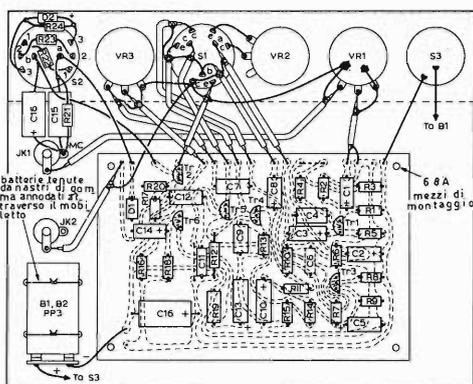
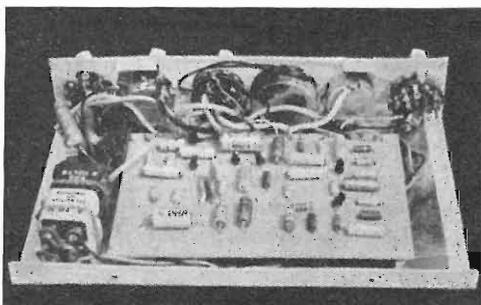



Fig. 11. Disposizione dei componenti. L'uso del pannello a circuito stampato facilita la costruzione e una disposizione finale ordinata.

un diodo Zener 2.7 V a basso wattaggio ai capi di C_{16} (da positivo a positivo).

Impiego

Per la compressione si dispone il gruppo come segue. S'inizia con S_1 in COMPRESSIONE, VR_1 (LIVELLO) in senso antiorario e VR_3 in senso antiorario. Inviare l'entrata del segnale a JK_1. Il gruppo può essere eccitato mediante un microfono dinamico, una chitarra elettrica, un fonorivelatore magnetico, un sintonizzatore e così via. Si può inoltre impiegare un microfono piezoelettrico o fonorivelatore, ma per ridurre la distorsione è necessario collegare un resistore da 47 K ohm a 220 K ohm con JK_1. L'uscita in corrispondenza di JK_2 può essere alimentata ad un amplificatore a tubi elettronici o a transistori. Far avanzare VR_1 (LIVELLO) fino a quando i passaggi dei suoni a livello più basso sono riprodotti al volume desiderato. Quindi far avanzare VR_3 finchè i passaggi di suono più intenso sono compressi in misura sufficiente.

La disposizione per l'espansione è un poco più difficile da ottenere in quanto VR_1, VR_2 e VR_3 hanno effetti interdipendenti. Con S_1 in ESPANSIONE e VR_3 in senso antiorario, regolare VR_2 per la gamma di espansione desiderata, da espansione leggera (senso antiorario) ad espansione estrema o « simile a soppressione » (senso orario). Far avanzare VR_1 finchè i passaggi di suoni di livello più basso sono appena udibili. Far quindi avanzare VR_3 finchè i passaggi di suono più intenso sono espansi in modo sufficiente.

Se si ha a disposizione un voltmetro, è possibile controllare la tensione ai capi di C_{16}. Notare che la resistenza interna di un voltmetro a bobina mobile influenza i tempi di attacco e di caduta. Una variazione di livello del segnale è espansa oppure compressa quando determina una variazione di tensione nell'intervallo da 1,8 V a 2,5 V in c.c.

Applicazioni

La compressione di volume può essere applicata in modo vantaggioso pressochè ad ogni segnale audio in cui la riproduzione piena della gamma dinamica non è essenziale. La compressione riduce le esigenze da parte dell'apparecchiatura audio e da parte dell'ascoltatore. Ai limiti, i suoni « intensi » sono inibiti dal determinare una distorsione di sovraccarico, mentre i suoni « tenui » non vanno perduti. L'uso della compressione per i registratori a nastro è stato già menzionato in precedenza ed è di grande aiuto quando si registrano suoni « tumultuosi » all'aria aperta. Qui di seguito si descrivono alcune altre applicazioni.

La compressione è vantaggiosa in un impianto diretto ad un pubblico, in quanto compensa la tecnica insufficiente dei microfoni. Si ha un miglioramento nella intelligibilità e ciò può consentire l'impiego dell'amplificatore a guadagni più bassi con conseguente minor pericolo di fischi di reazione.

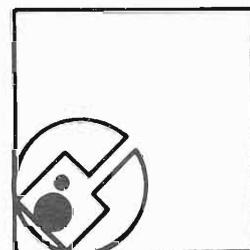
La compressione può essere impiegata nelle radio-comunicazioni per aumentare la «potenza vocale» (intelligibilità) in un canale rumoroso. È preferibile una fonia con taglio dei picchi in quanto non introduce una distorsione armonica. Una combinazione di compressione e di taglio dei picchi produce una intelligibilità eccellente in un collegamento di fonia di qualità scadente.

La compressione può essere vantaggiosa ai duri di udito, che possono avere la necessità di ascoltare la radio o la televisione ad un volume spiacevolmente elevato (per gli altri) al fine di poter udire ogni cosa. Se la gamma dinamica del materiale è compressa, il disturbo arrecato agli altri dai livelli di suono di picco è ridotto.

La compressione è impiegata nella fabbricazione industriale dei dischi, in cui la gamma dinamica del materiale da registrare supera la gamma che può essere incisa sul disco. La musica pop impiega di sovente un forte grado di compressione; in questo modo il suono « di fondo » può essere registrato a pieno livello senza sommergere il cantante. Anche i gruppi più idolatrati danno di solito rappresentazioni al vivo, che in confronto alle loro prestazioni registrate sembrano « deboli »; la compressione può in questo caso dare un certo miglioramento. La tecnica usuale sembra essere quella di sovraccaricare gli amplificatori e gli altoparlanti ad un grado ridicolo, presumibilmente allo scopo di ottenere una compressione di volume con un taglio massimo dei picchi! Un gruppo pop locale sta sperimentando un prototipo dell'espansore-compressore e ne è entusiasta. L'effetto della compressione massima sul suono di una chitarra elettrica è di sostenere le note suonate; il risultato è più simile ad un organo che ad una chitarra. La compressione elimina anche la necessità di ritoccare il guadagno dell'amplificatore fra l'esecuzione dell'accompagnamento e quella degli assoli a note singole.

La compressione ha un effetto laterale di peggiorare il rapporto segnale/disturbo del complesso audio. Ciò avviene perchè vengono amplificati il ronzio e la rumorosità con forte guadagno durante i passaggi pianissimi, quando divengono facilmente percepibili.

L'espansione di volume non è così utile quanto la compressione, perchè la mag-

gior parte del materiale audio ha già un vasto campo dinamico. La gamma dinamica può essere usata per neutralizzare la compressione di volume precedente quando si riproducono dischi o nastri. L'espansione ha un notevole effetto collaterale di migliorare il rapporto tra segnale apparente e rumore di un sistema audio. Ciò è dovuto al fatto che il guadagno è elevato solo quando il livello del segnale è elevato e a questo punto il ronzio e il rumore non sono molto distinguibili. Tale effetto riduce la fatica di ascoltare segnali ad onde corte contro un fondo rumoroso, sebbene l'eventuale evanescenza ne risulti esagerata.

Se VR_2 è disposto per il grado massimo di espansione, il circuito si comporta in modo simile ad un soppressore. L'utilità del soppressore nell'annullare il rumore dei radioricevitori in assenza di un segnale, è stata già descritta in Practical Wireless dell'ottobre 1969.

Elenco dei componenti.

Resistori:

R1 270 K ohm; R2 27 K ohm; R3 15 K ohm; R4 12 K ohm; R5 2,7 K ohm; R6 27 K ohm; R7 4,7 K ohm; R8 27 K ohm; R9 2,2 K ohm; R10 27 K ohm; R11 4,7 K ohm; R12 27 K ohm; R13 2,2 K ohm; R14 3,3 K ohm; R15 1,8 K ohm; R16 270 K ohm; R17 27 K ohm; R18 27 K ohm; R19 2,7 K ohm; R20 82 K ohm; R21 82 K ohm; R22 8,2 K ohm; R23 270 K ohm; R24 3,3 M ohm.
Tutti i resistori sono di 1/4 di Watt, con 10% di tolleranza
VR1 50 K ohm log. VR2 10 K ohm log. VR3 50 K hom log.

Condensatori:

C1 50 µF 6 V; C2 50 µF 10 V. C3 100 µF 6 V. C4 50 µF 10 V. C5 100 µF 6 V. C6 100 µF ceramica (vedasi testo). C7 4 µF 15 V. C8 50 µF 10 V. C9 100 µF 6 V. C10 100 µF 6 V. C11 100 µF ceramica. C12 100 µF 10 V. C13 50 µF 6 V. C14 50 µF 10 V. C15 1 µF carta. C16 2 µF 6 V. C17 250 µF 20 V.

Interruttori:

S1 rotante tripolare, a due vie. S2 rotante bipolare, a tre vie. S3 unipolare di inserzione e disinserzione (vedasi testo).
Semiconduttori:

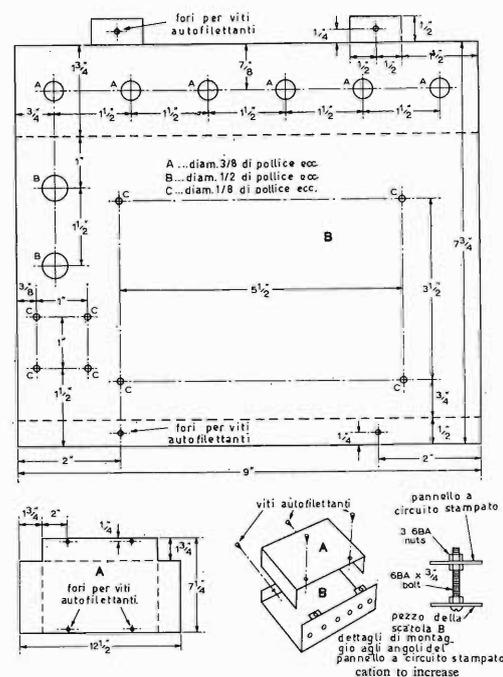



Fig. 12. Particolari di taglio e foratura della scatola di alluminio in 2 pezzi.

Tr1 2N2926G (verde). Tr2 Texas 2N3819 (transistore ad effetto di campo). Tr3 2N2926Y (giallo). Tr4 2N2926Y (giallo). Tr5 2N2926Y (giallo). Tr6 2N2926Y (giallo). D1 0A70, 0A91, o qualsiasi diodo al germanio. D2 1N914, o qualsiasi diodo al silicio.

Varie:

JK1, JK2, prese a jack; B1, B2, PP3 9 V batterie; pannello a circuito stampato (1), manopole, morsetti di batteria, ecc.

(1) Il pannello a cablaggio stampato è disponibile presso: Walsall Timing Developments Ltd., Hall Lane, Walsall Wood. Consegna: 7-10 giorni.

da «Practical Wireless» - agosto '70

La tecnica di registrazione multitracce

A. Albertini

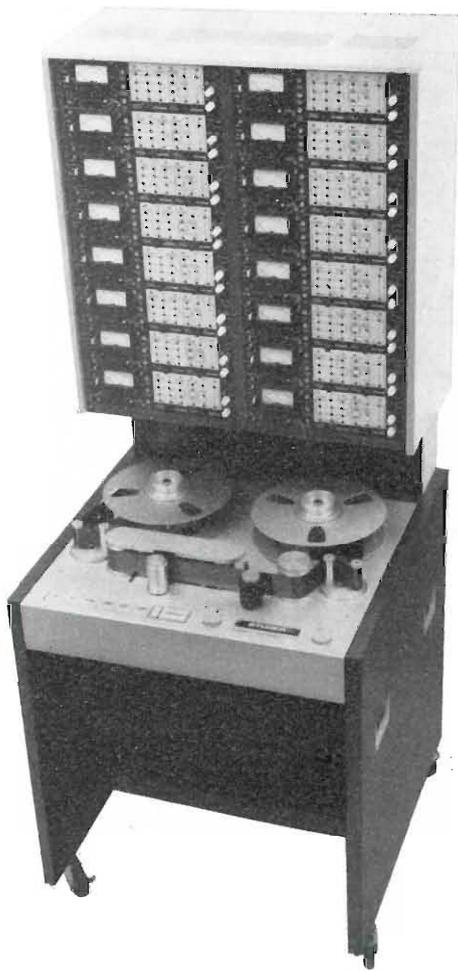
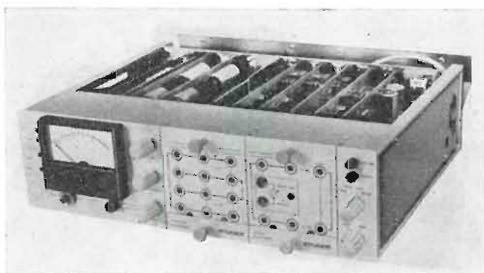



Foto 1 - Registratore a 16 piste Studer ABO

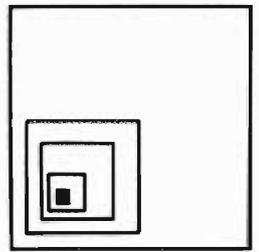
Foto 2 - Unità elettronica di registrazione

La tecnica della registrazione multitracce trae le sue origini dai primi dispositivi realizzati per ottenere una riproduzione sonora stereofonica. Giova ricordare che la prima possibilità concreta di realizzare questo tipo di riproduzione del suono è apparsa con la messa a punto definitiva dei registratori su nastro magnetico.
Storicamente è noto l'esperimento fatto da Walt Disney per realizzare un film con commento sonoro stereofonico (Fantasia). In esso la riproduzione stereofonica era affidata a sei tracce (colonne sonore) registrate con il procedimento fotografico, in quanto il procedimento magnetico era ancora allo stato sperimentale. Tale esperimento, a parte i limiti di qualità insiti nella registrazione fotografica, era destinato a rimanere tale, per l'eccessiva macchinosità degli impianti di registrazione e soprattutto per l'impossibilità economica di attrezzare un sufficiente numero di sale cinematografiche per questo tipo di spettacolo.
È probabilmente a queste origini che occorre far risalire la tendenza ad un certo tipo di stereofonia diverso da quello attualmente sviluppato. Agli inizi degli anni cinquanta troviamo i tecnici alla ricerca di una soluzione commercialmente realizzabile per ottenere la riproduzione sonora stereofonica. Le tendenze sono due: quella cinematografica e quella discografica.

La tendenza cinematografica, forse in derivazione dell'esperienza Disneyana o più probabilmente per le esigenze di una grande sala da spettacolo, tende a ricostruire dietro allo schermo le sorgenti sonore nelle loro posizioni originali, per questo Walt Disney fece uso di sei colonne sonore, per dare una maggiore continuità sonora alla presenza dell'orchestra simulata. I tecnici cinematografici semplificarono il procedimento stendendo quattro sottili piste magnetiche sul film da proiettare trovando così una pratica attuazione della stereofonia, per il cinema.

Per il tecnico discografico il problema fu più complesso, perchè dovendo usare sempre lo stesso mezzo di riproduzione, il disco, la possibilità di usare più tracce, come per un nastro o film magnetico, incontrava difficoltà tecniche notevoli.
L'unica soluzione compatibile con gli impianti di riproduzione preesistenti risultò il solco con modulazione a 45° cioè con due tracce sonore.
Per questo motivo i discografici svilupparono la stereofonia binaurale. Naturalmente il concetto di stereofonia binaurale è teoricamente più corretto, perchè parte dal presupposto di registrare i segnali nella stessa maniera in cui sarebbero ricevuti dalle orecchie ed in egual maniera restituirli.
Nel caso cinematografico il procedimento è inverso: teoricamente si dovrebbero ricostruire tutte le sorgenti sonore con altrettante tracce registrate. La semplificazione a tre altoparlanti dietro lo schermo, riduce notevolmente la correttezza della sensazione stereofonica, tuttavia l'aspetto spettacolare rimane notevole.
Non è questo il luogo per esaminare le cause del tramonto della stereofonia nel cinema, ma queste premesse sono sufficienti per comprendere il perchè si cominciò a registrare contemporaneamente su due e su tre tracce magnetiche.
La registrazione simultanea su più tracce, mise subito in evidenza che si potevano ottenere vantaggi secondari tutt'altro che trascurabili.

a) Da due o più tracce registrate contemporaneamente o separatamente si potevano ottenere miscelazioni ulteriori con possibilità di ricavare risultati diversi dalla medesima registrazione.
b) Possibilità di elaborare in seguito le tracce registrate senza tenere impegnati gli esecutori in studio.
c) Possibilità di registrare in tempi diversi parti di un unico pezzo. Questa tecnica si rivelò così utile che i registratori vennero subito sviluppati nella direzione dell'aumento del numero di tracce.
Naturalmente ciò equivale, dal punto di vista elettronico, ad un aumento del numero dei registratori, quindi maggiori possibilità di guasti o disturbi, oltre che ad un aumento volumetrico della parte elettronica.

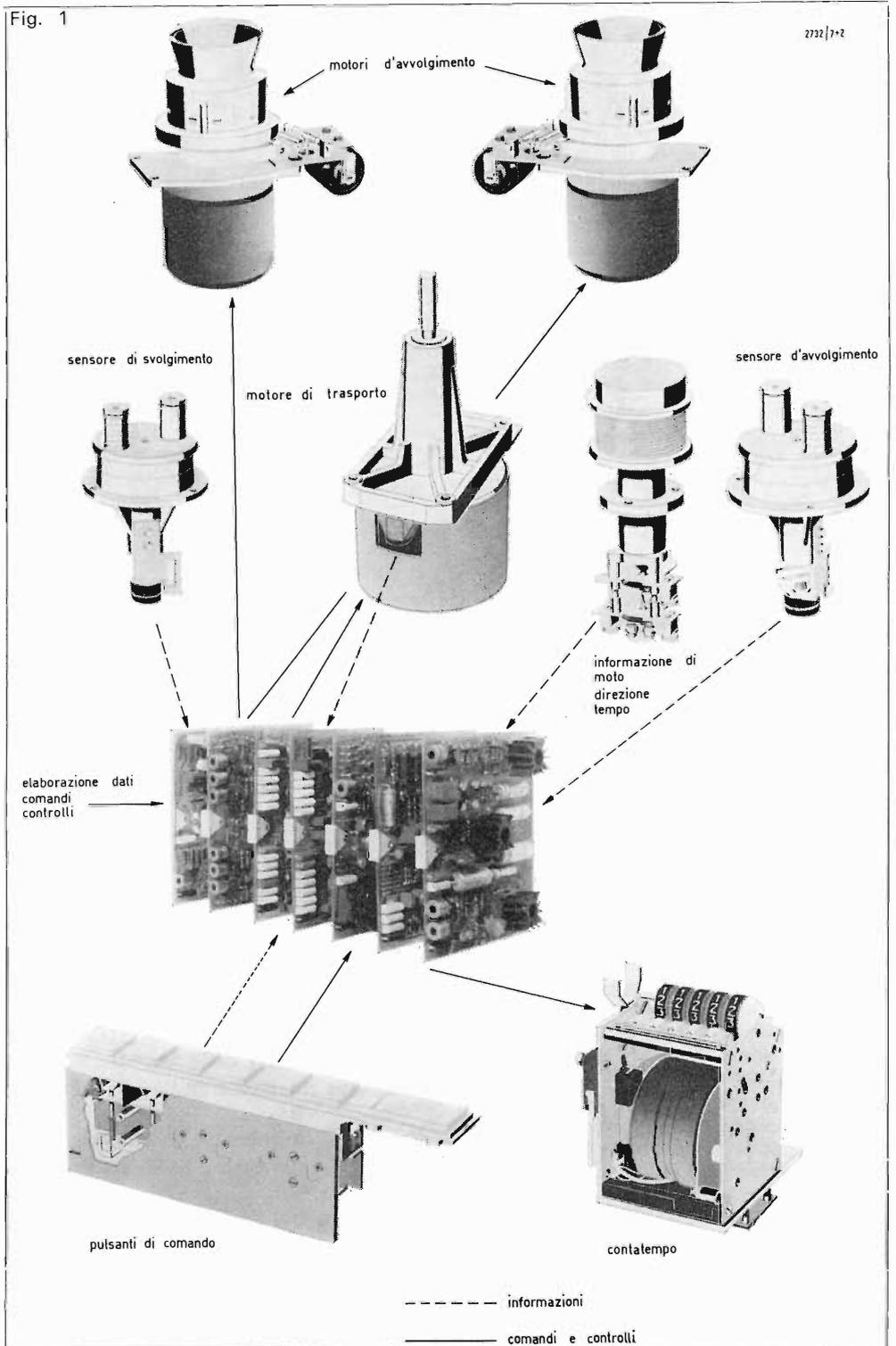
L'elettronica a semiconduttori su circuito stampato modulare, giunge a maturazione a tempo opportuno per consentire lo sviluppo del multitracce fino a 8 e 16 canali.

Per quanto possano risultare evidenti i vantaggi elencati alle lettere *a*), *b*), *c*), appare inspiegabile l'estensione di questa tecnica fino a 16 tracce. Esaminando le particolari esigenze di una registrazione musicale, invece, si possono comprendere le ragioni che hanno condotto

all'attuale sviluppo. Alle origini, la tecnica di registrazione consisteva soprattutto nel riprendere il suono dell'orchestra nelle condizioni in cui ascolta il direttore. Per fare ciò era, ed è ancora, sufficiente un microfono. Ma quando dall'orchestra occorre ricavare con più evidenza qualche suono e si aggiungono per questo motivo altri microfoni, compaiono i primi problemi. Dai microfoni aggiunti entrano anche i suoni indesiderati con interferenze di fase e di livello. La necessità di registrare piccoli complessi musicali (musica leggera) e di equilibrare strumenti e voci di potenza diseguali ha sviluppato la tecnica dell'amplificazione appropriata di ogni sorgente sonora. La migliorata direzionalità dei microfoni ha consentito di realizzare separazioni di suono più efficienti, ma il problema fondamentale delle interferenze è rimasto.
La sensazione di presenza (vicinanza) della sorgente sonora, è determinata dal rapporto tra segnale diretto e segnale riflesso (dalle pareti). Nel caso di registrazioni a più microfoni la presenza del suono è fortemente alterata dal suono captato dai microfoni non interessati, suono che viene sommato con tempi e riflessi diversi da quello diretto.
La possibilità di registrare separatamente uno o pochi strumenti per volta, consente invece di usare pochi microfoni e di ottenere una separazione di suono ottima. Il prodotto finale si presenta con caratteristiche di suono nitido, pulito e « presente ».

Inoltre un cantante o un solista può eseguire diverse parti di uno stesso pezzo, oppure, può registrare più volte la propria parte senza cancellare le registrazioni precedenti ed utilizzare quella ritenuta migliore in sede di mixaggio, o meglio prendere le parti migliori delle diverse registrazioni.

Nel campo tipico della musica leggera quindi, è molto utile riservare un certo numero di piste alla base orchestrale e riservare le rimanenti alle edizioni del canto che può essere in diverse lingue. Se si considera ancora la possibilità di riservare qualche pista ad effetti elettronici speciali e la possibilità di filtrare, elaborare elettronicamente, altre piste, si può comprendere come si sia giunti all'attuale produzione di dischi, in alcuni dei quali i risultati sono strabilianti.
La realizzazione di una macchina adatta

Fig. 1

motori d'avvolgimento
sensore di svolgimento
motore di trasporto
sensore d'avvolgimento
informazione di moto direzione tempo
elaborazione dati comandi controlli
pulsanti di comando
contatempo
------ informazioni
——— comandi e controlli

a consentire la registrazione secondo queste tecniche, richiede che siano risolti due tipi di problemi. Alcuni inerenti la pratica attuazione di questa tecnica, altri prettamente tecnici.

Ad esempio, tra i primi, la possibilità di comandare le funzioni di registrazione riproduzione su qualsiasi pista ed in qualsiasi punto di una pista, la possibilità di ascoltare con la testina di registrazione per evitare ritardi di tempo rispetto le testine che effettuano la registrazione su altre piste. Tra i secondi, il problema di ottenere un intervento della registrazione in maniera assolutamente silenziosa o ancora la sincronizzazione delle frequenze di cancellazione-polarizzazione.

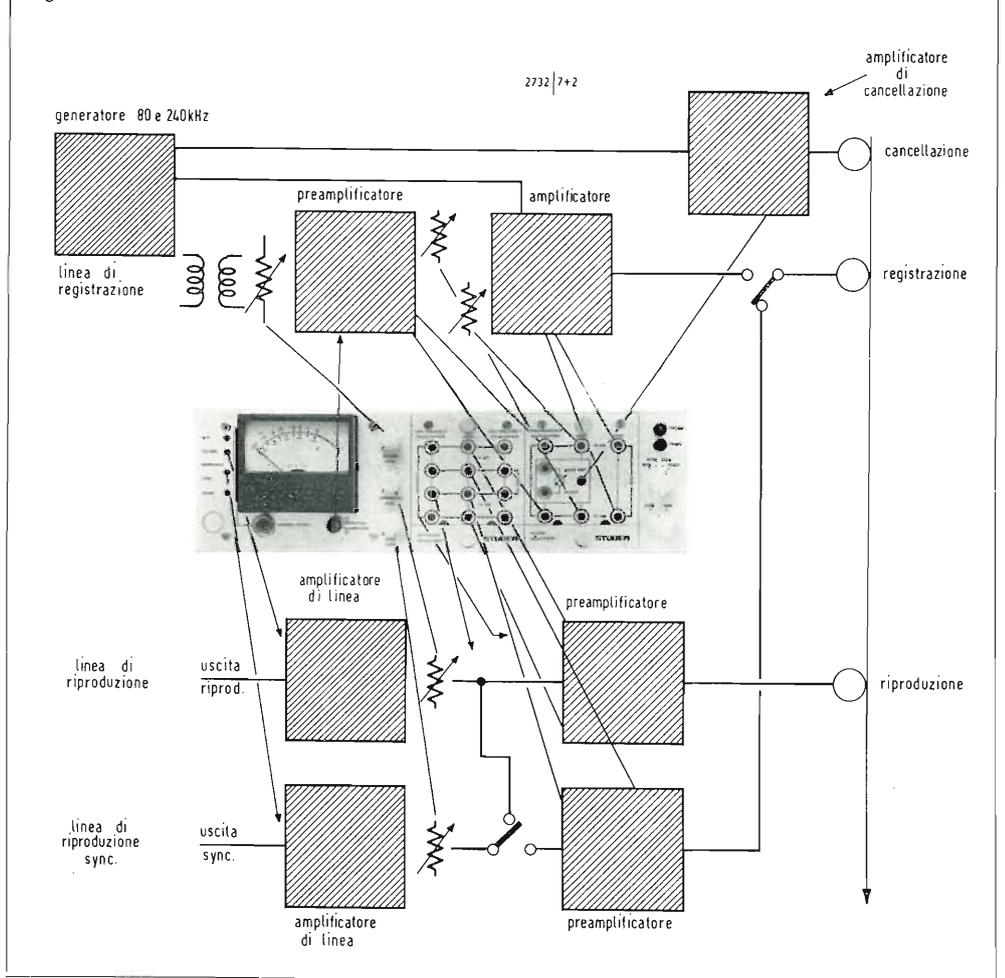
L'esame delle caratteristiche del registratore Studer A80 è una buona occasione per verificare come viene affrontata la tecnica della registrazione a più piste, con i mezzi tecnologici più progrediti. Il registratore è costituito essenzialmente da tre parti; meccanica, elettronica di controllo, elettronica di registrazione. La parte meccanica consiste negli elementi di traino ed avvolgimento, le guide del nastro e il gruppo testine.

Le parti meccaniche, di estrema semplicità e precisione, forniscono le informazioni, tramite dei trasduttori, sulle condizioni di trasporto del nastro, all'unità di controllo elettronico, e questa provvede ad intervenire elettronicamente sugli organi meccanici.

Il concetto è quello moderno di trasferire a circuiti elettronici l'impegno di verificare e controllare ciò che avviene sugli organi meccanici.

Fig. 2

Si può dare un breve riassunto del numero di funzioni che si attuano e delle precisioni di controllo che si raggiungono con questa tecnica. Il nastro si svolge dalla bobina debitrice e viene avvolto sulla bobina raccoglitrice con una tensione costante, controllata sulle due bobine. Durante la marcia di avvolgimento e svolgimento rapido il nastro non viene mai frenato meccanicamente e la sua tensione non supera mai il valore prescritto, costantemente controllato in tutte le condizioni di funzionamento dell'apparecchio.

La velocità del motore di traino (capstan) è controllata elettronicamente. Grazie al doppio sistema di controllo della tensione del nastro, in svolgimento ed in avvolgimento, il motore di traino serve solo a determinare la velocità del nastro, senza esercitare su di esso tensioni superiori ai 15-20 gr, evitando quindi in maniera assoluta di deformarlo oppure di provocare scorrimenti di velocità al variare del diametro della bobina.

Esistono i seguenti organi di informazione:

— velocità del motore di traino
— tensione del nastro sulla bobina debitrice
— tensione del nastro sulla bobina raccoglitrice
— direzione di marcia del nastro
— quantità di nastro (tempo).

Queste informazioni sono raccolte dai circuiti integrati logici e messe in relazione alle condizioni di funzionamento prescritte per verificare se la funzione richiesta è possibile e corretta.

Le funzioni determinate con i pulsanti di comando, infatti avvengono solo se esistono le condizioni previste, altrimenti non avvengono o vengono memorizzate in attesa che dette condizioni si verifichino.

Se l'organo di informazione di movimento subisce un'avaria durante la registrazione, interviene un circuito simulatore di movimento che consente di portare a termine l'operazione.

La fig. 1 rappresenta in maniera molto schematizzata le relazioni tra le funzioni e i controlli, mentre, dalla tabella 1 inerente le caratteristiche tecniche, si rile-

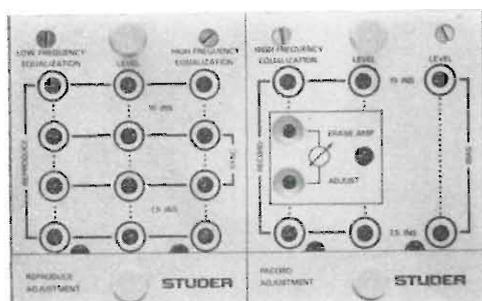
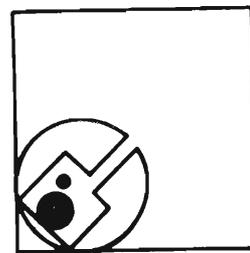
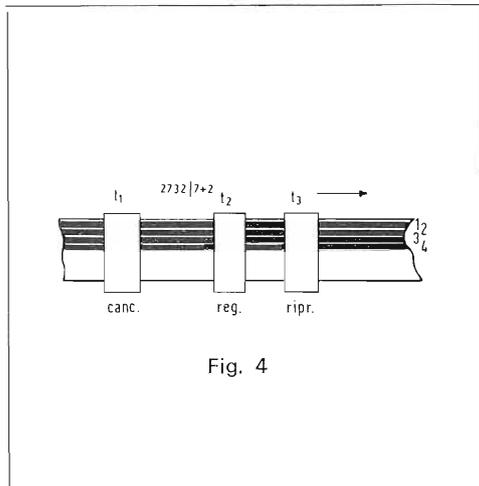



Fig. 3

vano i dati sul trasporto del nastro.
Per consentire la massima flessibilità di impiego i circuiti sono dotati di tutte le calibrazioni necessarie separando però nettamente le funzioni per le due velocità di impiego 19 e 38 cm/sec. Infatti noi troviamo che le parti preamplificatrici nelle quali devono avvenire correzioni diversificate sono doppie in modo da ottenere la massima indipendenza.
Poichè nonostante questi accorgimenti può rendersi necessario calibrare l'apparecchio per più prodotti alla medesima velocità, per esempio due o più tipi di nastro magnetico o due gruppi di testine, dato che è possibile convertire rapidamente il registratore da 4 a 8 tracce e da 8 a 16 tracce e viceversa, è prevista la sostituzione dei blocchi potenziometri di calibrazione (fig. 3) in maniera che non venga richiesta una nuova taratura ogni cambiamento di condizioni di lavoro.
In figura 2 è schematizzata la concezione di questo sistema « flessibile » e ne risulta evidente la razionalità. Un blocco di calibrazione riguarda la riproduzione e comprende quattro preamplificatori, riproduzione 19 cm/sec riproduzione 38 cm/sec. riproduzione dalla testina di registrazione 19 cm, riproduzione dalla testina di registrazione 38 cm.
Ogni preamplificatore di riproduzione può essere calibrato in livello, alte frequenze e basse frequenze.
L'altro blocco di calibrazione serve per regolare il livello e le alte frequenze del segnale in registrazione e la polarizzazione, a 19 cm/sec e a 38 cm/sec. Lo strumento indica i livelli in uscita sugli amplificatori e poichè questi livelli sono ampiamente regolabili un'ulteriore calibrazione sullo strumento consente di tarare il livello dello strumento in conseguenza del livello di uscita scelto.
Anche per la polarizzazione e cancellazione lo strumento dà un'indicazione calibrabile. Premendo il pulsante sotto lo strumento si ottengono le misure dei livelli in uscita dai preamplificatori. Poichè esiste un livello d'uscita dal preamplificatore ottimo scelto tra il minimo rumore di fondo ed un giusto margine, lo strumento non è calibrabile su questi livelli, ma i livelli devono essere regolati per ottenere il valore prescritto.
Occorre notare che l'oscillatore pilota genera una frequenza base di 480 kHz divisa per due, per tutti gli amplificatori di registrazione, e divisa per 6 per tutti gli amplificatori di cancellazione.
Ogni unità di registrazione (una per canale), disponendo di un amplificatore di potenza per la frequenza di premagnetizzazione e cancellazione può funzionare sincronizzata con l'oscillatore pilota, prelevando una minima parte di energia da questo, cosicchè quest'ultimo può comandare con sicurezza 16 unità di registrazione. Questa soluzione si rende necessaria nella tecnica multicanale per evitare differenze di frequenza tra le frebuenze di cancellazione e polarizzazione delle varie tracce con conseguenti battimenti tra di esse.
La frequenza di polarizzazione è stata portata a 240 kHz per evitare interferenze con le armoniche più alte dell'audio frequenza.
Un cenno particolare merita il problema dell'ascolto in sincronismo, indispensabile nella tecnica delle sovrapposizioni.
In fig. 4 è rappresentato un nastro multitracce e il suo verso di scorrimento rispetto le testine di cancellazione, registrazione, riproduzione.
Se si effettua la registrazione di una o più tracce e si intende fare uso dei segnali in esse contenute come guida per effettuare successive registrazioni, il segnale letto dalla testina di riproduzione avrà un ritardo di tempo da T2 a T3 rispetto il segnale in atto di registrazione.
Quando verrà effettuata la miscelazione si verificherà un ritardo tra l'ultima registrazione e le precedenti.
Questo inconveniente viene eliminato commutando le testine di registrazione su un preamplificatore di riproduzione in modo che i segnali utilizzati come guida risultano sincronizzati con la nuova registrazione.
Questa soluzione, assai semplice come principio richiede una realizzazione che la renda pratica nel suo impiego.
Nel registratore A80 come è indicato in fig. 2, la testina di registrazione è perennemente commutata su di una propria catena di riproduzione.
Questo fatto consente di ottenere un adattamento corretto della catena di riproduzione alle caratteristiche della testina di registrazione, che è diversa da quella di riproduzione.
In questo modo, un segnale in « sincrono » con la registrazione è sempre disponibile da inviare come guida per le successive registrazioni e può essere miscelato con altri a seconda delle esigenze.
La testina di registrazione passa alle sue proprie funzioni solo nell'istante in cui viene premuto il comando di registrazione e la relativa unità elettronica è stata predisposta per questa funzione.
Diversamente un dispositivo di sicurezza evita registrazioni (e cancellazioni) indesiderate.
L'attuale prassi della tecnica di registrazione multitracce si svolge prevalentemente secondo il seguente schema:

Fig. 4

Fig. 5

registrazione di numerose tracce contemporaneamente o in tempi diversi, uso di una o più tracce come guida, miscelazione delle tracce registrate.
Poichè in qualche caso le tracce contenute in un nastro non sono sufficienti può essere necessario premiscelarne alcune su una nuova pista liberando così il numero di tracce miscelate, tutte queste operazioni possono essere telecomandate dal tavolo di regia.
Anche in questo caso si avrebbe uno spostamento di tempo tra le tracce trasferite e le altre, perciò si rende necessario connettere al tavolo di regia l'uscita in « sincrono ». Per evitare questa manovra sul registratore A80 è disposto un successivo commutatore, con comando sul frontale dell'unità elettronica, che passa il segnale proveniente dai preamplificatori di riproduzione della testina di registrazione, all'amplificatore di riproduzione.
In questo modo il tavolo di regia può essere sempre previsto per due vie distinte: i segnali in sincrono che l'attraversano solo per essere dosati e inviati come guida in studio ai solisti, e i segnali della riproduzione che possono essere controllati o sugli strumenti, o sui monitor durante la registrazione, in seguito miscelati per ottenere il prodotto finito.
La sostituzione dei segnali di riproduzione con quelli in « sincrono » è ottenuta così con una semplice commutazione (fig. 2).

Tutte le commutazioni sono ottenute con transistori a effetto di campo e diodi. Ciò consente una perfetta separazione e un elevato affidamento.

Inoltre i tempi di salita e di discesa del livello alta frequenza sono realizzati in modo che l'intervento della registrazione sia assolutamente inavvertibile. Ciò perchè spesso è necessario rifare solo parte di una registrazione e di una pista e tale intervento non deve apportare disturbi estranei (fig. 5). Una cura tutta particolare è stata dedicata al trasporto e alla stabilizzazione del nastro. Si può capire infatti quale importanza assuma la precisione di fase in un nastro da 50 mm a 16 tracce.

Ogni oscillazione trasversale del nastro rispetto il suo movimento longitudinale introduce una deviazione rispetto la normale lungo la quale vengono riferite le lunghezze d'onda di tutti i segnali registrati e questo si traduce in uno sfasamento tra le piste tanto maggiore quanto sono più lontane tra di loro (fig. 6).

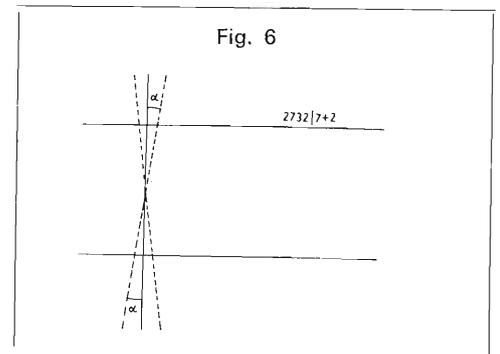



Fig. 6

I migliori risultati si sono potuti ottenere adottando due rulli di stabilizzazione e un particolare percorso del nastro, come indicato in fig. 7. Infatti lo sfasamento a 10 kHz è inferiore a $\pm$ 40°.
Questo percorso consente ancora il vantaggio di evitare differenze di tensione tra i bordi e il centro del nastro, cosa che soprattutto con nastri da 50 mm (2") provocherebbe cattiva aderenza delle piste centrali sulle testine.
Le testine di cancellazione sono doppie e alterne per abbassare la diafonia di cancellazione.
Da questa descrizione si ricava una nuova immagine del registratore a nastro magnetico. Esso non è più un apparato meccanico con una parte elettronica destinata alla pura amplificazione dei segnali, ma un dispositivo essenzialmente elettronico in cui tutte le funzioni sono razionalmente raggruppate in unità e correlate da un cervello memoria.
Era d'altro canto logico attendersi che l'elettronica, oggi imperante in tutte le industrie, prestasse il suo contributo in un campo che si è sviluppato proprio con i primi amplificatori a valvola termoionica.

Fig.7

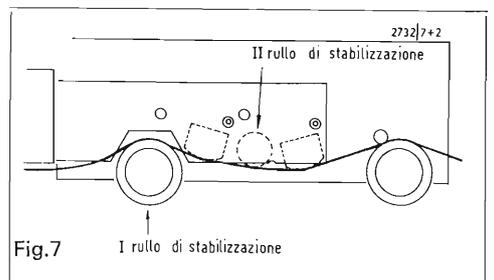
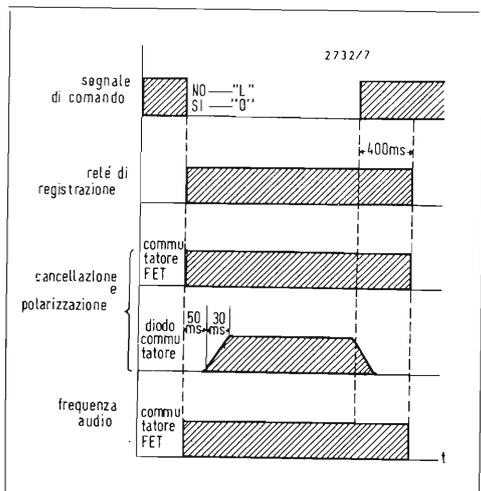
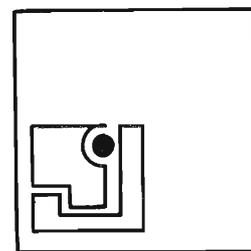



Tabella I

Velocità del nastro	15 pollici/s. 7,5 pollici/s ± 0,2% (regolabile)
Slittamento del nastro	uguale o minore 0,1%
oscillazione di velocità (wow & Flutter)) Misurata con EMT 420	
Norma DIN 45507	15 — 7,5
Valore di picco pesato non pesato	0,04 o inferiore — 0,06 o inferiore 0,1 o inferiore — 0,15 o inferiore
Valore efficace per tutte le frequenze comprese tra 0,5 Hz e 250 Hz	0,04 o inferiore — 0,07 o inferiore
Indicatore di tempo	0,2%. Indica ore minuti secondi di tempo reale di registrazione a 15 pollici/s e 7,5 pollici/s. Fermo istantaneo alla fine del nastro.
Tempo di riavvolgimento	circa 100 sec. per 730 m di nastro.

Tabella II

Caratteristiche elettriche	
Linea di ingresso	bilanciata. Impedenza di ingresso 8 KΩ
Livello di ingresso minimo massimo	—14 dBm +22 dBm
Linea d'uscita	bilanciata. Impedenza d'uscita 30 Ω minima impedenza di carico 200 Ω
Massima uscita indistorta	+24 dBm
Uscita Sync	stesse caratteristiche della linea d'uscita.
Equalizzazioni commutabili	NAB-CCIR
Risposta in frequenza	15 — 7,5
Processo completo registrazione nastro riproduzione	30 Hz 18 KHz ± 2 dB — 30 Hz 15 KHz ± 2 dB 60 Hz 15 KHz ± 1 dB — 60 Hz 12 KHz ± 1 dB
Risposta del canale sync	40 Hz 12 KHz ± 2 dB — 60 Hz 8 KHz ± 2 dB
Rapporto segnale disturbo riferito ad una registrazione di 400 nWb/m di flusso magnetico	NAB 15 poll/s 62 dB 7,5 poll/s 62 dB SYNC. 15 poll/s 54 dB 7,5 poll/s 54 dB
Distorsione riferita ad un livello di 200 nWb/m e ad un nastro 3M 202 o equivalente	inferiore 1%
Distorsione degli amplificatori di registrazione e riproduzione ad un livello di 15 dB sopra il livello operativo (200 nWb/m)	0,2% o inferiore
Diafonia per frequenze comprese tra 60 Hz e 15 KHz	40 dB o superiore
Diafonia tra una testina di registrazione e un adiacente canale Sync a 15 poll/s	26 dB o migliore a 1 KHz
Cancellazione uguale o migliore di 75 dB a 1 KHz.	10 dB o migliore a 10 KHz

Notiziario

L'anagrafe tributaria presentata a Roma

Dal Ministero delle Finanze (Gabinetto del Ministro - servizio stampa) riceviamo la seguente informazione e pensiamo di fare cosa gradita ai nostri lettori mettendoli al corrente della nuova organizzazione scientifica circa l'anagrafe tributaria che sarà presto in funzione in Italia; per merito dell'elettronica, anche in questo campo, il nostro Paese potrà fregiarsi della qualifica di grande Stato moderno.

Il Ministro delle Finanze, On. Luigi Preti, ha presentato in anteprima ai rappresentanti della stampa italiana ed estera il Centro Nazionale Elaborazione Dati per l'Anagrafe Tributaria.

Situato a Roma E.U.R., in piazza Marconi nell'ex-Palazzo dell'Arte Moderna, questo Centro raccoglie ed organizza, mediante potenti sistemi elettronici IBM, i dati relativi all'anagrafe dei contribuenti; fornisce agli uffici interessati le notizie che occorrono per gli accertamenti fiscali o che rispondono a specifiche richieste. Accanto a questa funzione principale, il Centro è in grado di svolgere altre attività: ad esempio, le elaborazioni relative all'Imposta sul Valore Aggiunto (I.V.A.) che, come è noto, entrerà in vigore il 1° luglio 1972.

Mediante una rete per l'elaborazione dei dati a distanza, che collega gli uffici periferici con il Centro Nazionale, è stato possibile accentrare l'archivio dei contribuenti in una unica sede, evitando inutili duplicati o difformità delle informazioni relative ad uno stesso soggetto. Questa rete, estesa a tutto il territorio nazionale, impiega linee telefoniche che collegano il Centro ad una serie di « concentratori intelligenti », cioè piccoli sistemi periferici da installare progressivamente in ogni provincia. Questi sistemi, progettati e costruiti interamente nello stabilimento della IBM Italia a Vimercate, sono in grado di dialogare con il calcolatore centrale, operando una prima elaborazione dei dati; possono inoltre assicurare la continutà del lavoro in periferia anche in caso di interruzione dei collegamenti.

I « concentratori intelligenti », a loro volta, ricevono e controllano i dati che provengono da diverse centinaia di terminali, installati nelle principali città presso gli Uffici Distrettuali delle Imposte Dirette e gli Uffici del Registro.

Altre informazioni utili a tracciare un quadro completo della posizione tributaria del contribuente pervengono direttamente al Centro Nazionale da altri settori dell'amministrazione; tra questi dogane, catasto, uffici addetti all'IVA. Le informazioni provenienti da tutte queste fonti subiscono una serie di rigorosi controlli prima di venire trasmesse al Centro; vengono verificate, ad esempio, la coerenza logica dei dati, l'eventuale esistenza di casi di omonimia (in questo caso apposite procedure impediscono l'errata attribuzione dei dati), la competenza dell'ufficio che effettua la trasmissione.

Questo enorme volume di comunicazioni viene « memorizzato » in archivi magnetici, che sostituiscono le tradizionali montagne di documenti cartacei; attualmente il Sistema IBM può registrare circa tre miliardi di caratteri, sufficienti per tutti i dati oggi disponibili. Con l'aumentare del numero dei contribuenti, anche gli archivi magnetici cresceranno progressivamente fino a raggiungere, nel 1975, una capacità circa tre volte superiore all'attuale.

I contribuenti sono identificati da un codice composto di 15 cifre, studiato per ridurre entro limiti praticamente irrilevanti la probabilità di omonimie o di omocodifiche, cioè la eventualità che due soggetti diversi abbiano lo stesso numero di codice. Le richieste di informazioni sulla posizione tributaria dei vari contribuenti vengono formulate impostando questo codice assieme ad altre cifre che permettono al sistema centrale di riconoscere il « terminale », cioè in pratica il funzionario, che ha trasmesso la richiesta. Ciò impedisce che alle informazioni memorizzate possano accedere persone non autorizzate ed ottenerle; la intera Anagrafe Tributaria comprende, infatti, vari livelli di sicurezza, che garantiscono l'assoluta riservatezza dei dati memorizzati.

L'Anagrafe Tributaria è stata progettata per crescere « modularmente » durante il quinquennio di realizzazione; sarà infatti possibile aggiungere gradualmente e secondo le necessità nuove unità di memoria e altri dispostiivi per l'immissione e l'emissione dei dati o sostituire la unità centrale con altre ancora più potenti.

■

Oscilloscopio 4" MO 3315 (Nordmende)

L'MO 3315 è piccolo, leggero, maneggevole e semplice nell'impiego, è uno strumento ideale per misure oscillografiche con alta sensibilità (5mV/cm) ed ampia banda passante (10 MHz a —3 dB) per impieghi di laboratorio, industria, insegnamento e servizio di assistenza. Triggerabile internamente ed esternamente, con espansioni X calibrate x2, x5, x10 ed uscita del dente di sega ed ingresso Z.

DATI TECNICI PROVVISORI

Indicatore ottico

Tubo a raggi catodici: D 10 - 160 GH schermo piatto
Diametro dello schermo: 100 mm.
Area dello schermo utilizzabile: 60 x 80 millimetri.
Colore della traccia: verde
Persistenza: medio corta
Tensione totale di accelerazione: 1,6 kV

Amplificatore Y

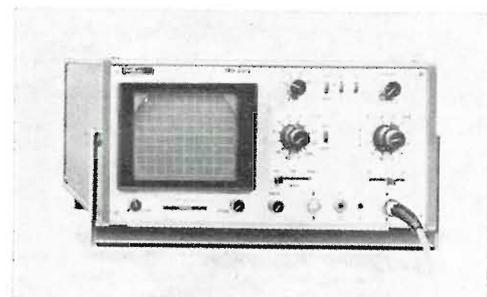
Amplificatore in tensione continua commutabile come amplificatore in tensione alternata.

Impedenza d'ingresso: 1 MΩ // 30 pF
Tensione massima d'ingresso: 300 V
Coefficiente di deflessione: 5 mV/div ... 20 V/div. in 12 passi (calibrati al ± 3%)
Larghezza di banda: 0 ... 10 MHz (a —3 dB)

Tempo di salita: < 35 ns

Overshoot: < 3%

Pendenza in AC con T = 10 ms: < 5%
Alinearità: < 3%

Tensione di calibrazione: 1 Vptp ± 1% ca. 1 kHz onda quadra

Amplificatore X

Amplificatore in tensione continua commutabile come amplificatore in tensione alternata.
Coefficiente di deflessione con tensione esterna:
x 1 = 0,5 V/divisione
x 2 = 0,25 V/divisione
x 5 = 0,1 V/divisione
x 10 = 0,05 V/divisione
Larghezza di banda: > 1 MHz
Tempo di salita: 0,35 μs
Overshoot: < 3%
Impedenza d'ingresso: 1 MΩ // 30 pF
Pendenza in AC con T = 10 ms: < 5%
Tensione massima d'ingresso: 50 V

Base tempi

Triggerata con funzionamento automatico per segnale mancante o livello di trigger sbagliato
Coefficienti di deflessione: 0,2-0,5-1-2-5-10-20-50-100 μs/div. commutabili su ms/div.
Posizione supplementare per visualizzazione segnali TV di riga (Z) e quadro (B) con selezione contemporanea del trigger relativo.
Regolazione continua x 1 . . . x 2,5
Alinearità: 3%
Espansione: x 1/x 2/x 5/x 10
Lunghezza della linea orizzontale: 8 divisioni
Deflessione automatica (commutabile): limite inferiore di frequenza ca. 25 Hz.
Particolarità: Commutatore a slitta per Riga/Quadro TV, deflessione orizzontale 50 Hz sinusoidale, fase regolabile internamente

Sincronizzazione

Sorgente di trigger: Interna/Esterna; tensione max. d'ingresso 50 V
Accoppiamento del trigger: AC/DC
Polarità del trigger: positiva/negativa
Gamma di regolazione del livello del trigger (DC): interno: ± 4 divisioni esterno: ca. 1 V
Gamma di frequenza trigger interno con 0,5 divisioni di deflessione: 0 . . . > 30 MHz
Gamma di frequenza trigger esterno con tensione ≥ 250 mV: 0 . . . 10 MHz
Particolarità: trigger automatico
Impedenza d'ingresso trigger esterno: 1 MΩ // 30 pF

Alimentazione rete

Tensione di alimentazione: 220/110 V ± 10% - 50 Hz
Assorbimento di potenza: 50 W
Dimensioni: 274x132,5x335 mm (bxhxp)
Peso: ca. 6,5 kg.

Accessori

Sonda tipo 398 con partitori intercambiabili
Partitore 10:1 10 MΩ // 12 pF tensione max. 800 V
Partitore 1:1 1 MΩ // 100 pF tensione max. 300 V

Nota Bene: Con l'impiego del partitore 1:1 la banda passante risultante risulta < 10 MHz.

■

Multimetro elettronico EM 3351

Multimetro a batterie per misure universali in laboratorio nel collaudo, nella produzione e nel servizio mobile. La concezione tecnica dell'EM 3351 consente veloci misure di tensioni continue ed alternate nella gamma di 0,1 . . . 1000 V fondo scala su un'unica scala lineare. La precisione in misure di tensioni continue, è dell'1,5% ed in misure di tensioni alternate, è del 2,5% del fondo scala. La resistenza d'ingresso in misure di tensioni CC è di 50 MΩ mentre in misure di tensioni CA è > 1 MΩ. Misure di alte tensioni fino a 30 kVcc. Misure di correnti continue da 0,1 a 1000 mA e fino a 10 A tramite adattatore Gamma di misura di resistenze da 10 Ω a 10 MΩ (valore di centro scala).
Misure di alta frequenza tramite sonda HF fino a 100 MHz.

DATI TECNICI PROVVISORI

Voltmetro cc

Gamme di misura: 0,1-0,3-1-3-10-30-100-300-1000 V e con sonda ad alta tensione max 30 kV
Precisione: ± 1,5% del fondo scala
Sovraccaricabilità: tensione massima ammissibile all'ingresso 1,7 kV - 1,2 kVeff su tutte le portate
Impedenza d'ingresso: 50 MΩ
Funzionamento anche con zero centrale

Voltmetro CA

Gamme di misura: 0,1-0,3-1-3-10-30-100-300-1000 V
Precisione: ± 2,5% del fondo scala
Sovraccaricabilità: tensione massima ammissibile all'ingresso 1,7 - 1,2 kVeff su tutte le portate
Impedenza d'ingresso: 1 MΩ // 20 pF
Gamma di frequenza: 10 Hz ÷ 100 kHz

Milliamperometro in corrente continua

Gamme di misura: 0,1-0,3-1-3-10-30-100-300-1000 mA - 10 A fondo scala con adattatore
Precisione: ± 2,5% del valore di fondo scala
Funzionamento anche con zero centrale

Ohmmetro

Gamme di misura: 10-100-1 k-10 k-100 k-1 M-10 M al centro scala
Precisione: ± 3% della lettura di centro scala
Tensione di misura: 1,5 V
Corrente di misura: 150 mA nella portata più bassa

Dati Generali

Alimentazione: a batteria 9 V ed 1,5 V

Accessori a richiesta

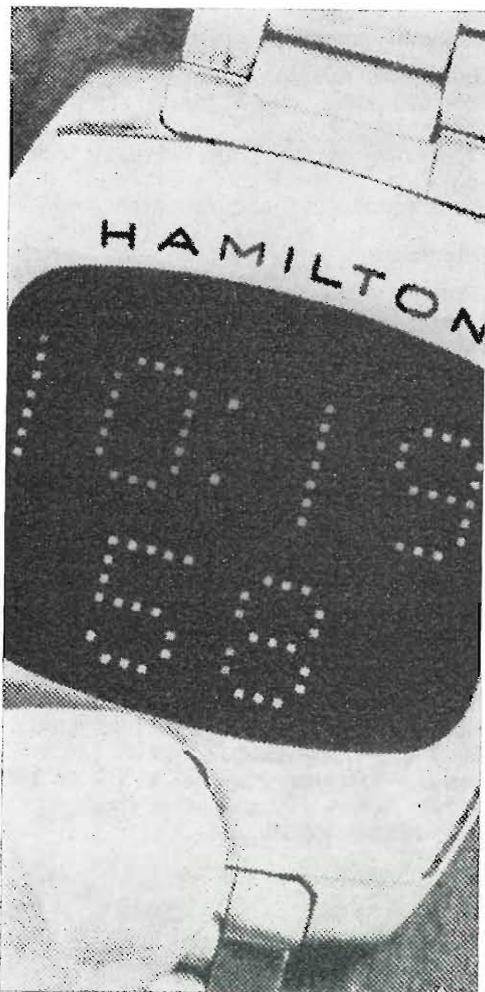
Sonda HF
Sonda AT
Adattatore per 10 A fondo scala.

NORDMENDE - BREMEN
Rappresentanza Generale per l'Italia: Ditta Ing. OSCAR ROJE - 20147 MILANO Via S. Anatalone, 15 - Tel. 415.41.41/2/3.
00187 ROMA - Via di P.ta Pinciana, 4 Tel. 480029/465630

■

Nuovo orologio elettronico

Il prototipo di orologio elettronico da polso, realizzato dalla ditta americana Hamilton, sfrutta degli indicatori numerici allo stato solido della Hewlett-Packard. Questi indicatori sono realizzati con matrici di diodi al fosfoarseniuro di gallio (SaAsP) che, attivati, emettono una forte luce rossa.

■

Nuovo diodo rettificatore veloce da un Ampére

Il nuovo diodo rettificatore veloce della Philips da un Ampère è adatto per quelle applicazioni in cui i requisiti di velocità non sono soddisfatti dai numerosi altri diodi rettificatori ora disponibili. Il diodo BYX70 è un dispositivo diffuso al silicio che ha un « rating » massimo di corrente diretta di 1 A e un « recovery time » inverso (da − 1 A a + 100 mA) di 200 nsec. È perciò particolarmente conveniente per invertitori di alta frequenza e per ponti rettificatori. Può anche essere usato come diodo di commutazione nei servo-amplificatori, nei voltmetri digitali, negli oscilloscopi e come diodo booster nei ricevitori televisivi.
Il BYX70 è disponibile con i seguenti ratings di tensione inversa: 100, 300 e 500 V.
Il diodo è incapsulato in plastica formato DO-7.

■

Cassette ad alta fedeltà presentate a Berlino

Berlino. Grossa novità alla Fiera della Radio e Televisione di Berlino: la presentazione da parte della Philips del prototipo di un registratore a cassetta stereo che risponde allo standard HiFi DIN 45500. Si tratta del più importante passo avanti compiuto da quando, nel 1963, fu presentato il sistema a cassette compatte.
Benchè la produzione di registratori a cassette ad alta fedeltà avrà inizio alla fine dell'anno prossimo, la Philips ha voluto presentare il prototipo per avvertire la clientela che la definizione qualitativa dell'HiFi deve rispondere a certe caratteristiche essenziali. Quanto prima inoltre la Philips prenderà l'iniziativa di proporre uno standard che precisi quali siano queste caratteristiche. E ciò per garantire che non si deroghi ai principi del sistema a cassette compatto e cioè la compatibilità e la facilità operativa.
Il prezzo dei registratori ad alta fedeltà e delle relative cassette sarà notevolmente maggiore di quello delle apparecchiature attuali.

■

Cambieranno i tramonti per gli aerei ad alta quota?

Camberra. Anche i tramonti diverranno presto diversi da quelli ammirati nella nostra infanzia? Lo affermano alcuni scienziati australiani che hanno condotto una serie di ricerche servendosi di un microscopio elettronico Philips EM300 giungendo alla conclusione che i tramonti potrebbero subire un processo di diversificazione in un futuro non lontano, con la diffusione dei trasporti in jet supersonico.
Poichè gli aeroplani voleranno ad altissima quota e poichè i loro gas di scarico contengono vapor d'acqua, le minuscole particelle degli strati superiori dell'atmosfera potrebbero subire alterazioni nella loro struttura chimica.
Al tramonto queste particelle diffondono i raggi del sole donandoci il familiare e suggestivo « rosso di sera » e forse di giorno accentuano il blu del cielo. Le particelle, spesso delle dimensioni di 1/50.000 di pollice, sono state scoperte recentemente da uno scienziato australiano, il dr. Keith Bigg dell'Organizzazione per la Ricerca Scientifica e Industriale nel Commonwealth, e dal ricercatore dr Cedric Shorey dell'Università di Sydney, servendosi del microscopio elettronico Philips EM300. Le ricerche nel settore hanno inoltre dimostrato che il volo degli aerei ad alta quota può influenzare l'andamento delle condizioni atmosferiche, dato che le particelle nelle parti superiori nella atmosfera influenzano anche, secondo recenti tesi, anche la piovosità.

■

Nastro pulitore per registratori

Eindhoven. Gli appassionati di musica e quanti si servono per lavoro — spesso di precisione — dei registratori, troveranno utilissimi i nuovi nastri pulitori, immessi sul mercato dalla Philips, che consentono di ottenere il miglior rendimento possibile dagli apparecchi.
I nuovi nastri pulitori rimuovono le incrostazioni dalle testine di incisione e di riproduzione, incrostazioni che, come è stato messo in luce nei laboratori Philips, sono formati in parte dal lubrificante del nastro e da particelle che si staccano dal materiale di cui è composto il nastro stesso provocando un'alterazione della qualità sonora della riproduzione dopo alcune centinaia d'ore di funzionamento, soprattutto per quel che riguarda i toni alti.
Si tratta di un nastro in poliestere della lunghezza di 18 metri cui è applicata una struttura granulare (1000 grid). Inseren-

dolo nel registratore come se lo si dovesse « ascoltare », rimuove lo sporco dalla testina. Gli esperti raccomandano di pulire il registratore in media ogni cinquanta ore di funzionamento. Il nastro pulitore, che può essere usato dieci volte, è disponibile in due versioni, in bobina (modello 911/CT) o in cassetta (modello 811/CCT).

■

La Philips all'« Antinquinamento '71 »

Nel quartiere fieristico milanese ha avuto luogo dal 14 al 19 novembre la 1ª Mostra-Convegno su tecniche, impianti ed attrezzature per il controllo dell'inquinamento dell'acqua, dell'aria, la decontaminazione del suolo e la eliminazione dei rifiuti. La Philips, avvalendosi della sua esperienza internazionale, era presente alla Mostra con soluzioni tecniche d'avanguardia per ognuno di questi problemi.
A partire dalla fine del 1972 sarà infatti posta in funzione in Olanda la rete nazionale di controllo dell'inquinamento atmosferico sviluppata dal Ministero della Sanità di quella nazione in collaborazione con la Philips. L'impianto, composto da 300 stazioni di rilevamento dell'anidride solforosa, si basa sullo stesso principio sperimentato da tempo con successo sulla rete locale di 31 stazioni installate alla foce del Reno (Rijnmond). La Philips è attualmente impegnata nella ricerca di equipaggiamenti di misura estremamente sensibili destinati al rilevamento di altre sostanze inquinanti quali: ossidi di azoto, ossido di carbonio, idrocarburi, polveri e ozono. La rete nazionale olandese sarà in futuro ampliata fino ad includere anche il controllo di queste diverse sostanze inquinanti.
Anche in Italia, precisamente nella zona di Milano, la Philips ha realizzato il primo centro di controllo che si avvale della collaborazione di un computer serie PC2200. All'elaboratore arrivano con continuità i dati dell'inquinamento provocato dall'anidride solforosa, considerata ormai dall'Organizzazione Mondiale della Sanità l'elemento più significativo della presenza di inquinamento. Il calcolatore provvede successivamente a correlare i dati con alcune variabili meteorologiche e a fornire l'allarme se l'inquinamento supera i livelli ritenuti perilosi per la salute pubblica. Per questo particolare settore sono altresì da segnalare le forniture di impianti analoghi ad Enti Statali e a industrie private italiane.
Per la supervisione dell'acqua potabile, delle acque di superficie e per l'analisi delle acque « nere », i Laboratori di Ricerca della Philips hanno sviluppato un dispositivo per la rapida misura dello stato di inquinamento che è completamente automatico e di concezione modulare. La determinazione del grado di inquinamento richiede alcune misure specifiche tra le quali quelle relative alla richiesta di ossigeno (B.O.D. o C.O.D.). Il tempo richiesto, la sensibilità a volte ridotta e la particolarità del metodo di misura rendono molto spesso poco conveniente l'impiego dei sistemi tradizionali. La Philips ha automatizzato il metodo C.O.D., mediante una cella di ossido di zirconio che permette di avere un'ottima sensibilità e soprattutto una risposta in « real time » sotto forma di segnale elettrico che rimane disponibile per altre eventuali utilizzazioni.
I risultati ottenuti con la cella di ossido di zirconio sono riproducibili e corrispondenti in modo ottimo ai metodi standard. Anche le misure effettuate su campioni prelevati dal Dommel — un fiume che passa da Eindhoven — sono risultate perfettamente identiche a quelle rilevate dal Distretto dell'Amministrazione delle acque del Dommel con il metodo del bicromato di potassio.
Per la depurazione vera e propria, la Philips fornisce da tempo a industrie nazionali che effettuano particolari lavorazioni, (cromature, zincature, decappaggi, ossidazione anodica, ecc.) impianti per il trattamento delle acque che si sono dimostrati ampiamente validi ottenendo l'approvazione degli organi preposti al controllo.
Da segnalare infine l'enorme impianto per la distruzione di qualsiasi tipo di rifiuto industriale o domestico (600.000 m³ di rifiuti annui) installato ad Amburgo. L'impianto, per il quale la Philips ha fornito la strumentazione e ha collaborato alla progettazione per renderlo completamente automatico, sfrutta l'energia termica della combustione per alimentare una centrale termoelettrica collegata alla rete elettrica cittadina. Otto impianti di questo genere sono già funzionanti in Giappone. Installazioni altrettanto imponenti sono in fase di progetto per le città di Berlino e Düsseldorf.

Inquinamento delle acque: principio di funzionamento dell'analizzatore automatico con tubo di ossido di zirconio.

Inquinamento atmosferico: schema di funzionamento dell'analizzatore automatico di anidride solforosa.

Multimetro digitale DG 326 (Unaohm)

Multimetro digitale di grande precisione particolarmente adatto per laboratori produzione e scuole di elettrotecnica ed elettronica in generale.
Tensioni CC e CA: da 200 mV a 1000 V con risoluzione massima di 100 μV.
Impedenza d'ingresso: 10 MΩ.
Precisione: ± 0,1 in c.c. - ± 0,5 in c.a.
Corrente continua: da 0,1 a 1000 mA, risoluzione 100 nA.
Precisione: ± 0,2%.
Ohmmetro: da 100 Ω a 1 MΩ con risoluzione massima di 0,1 Ω.
Precisione: ± 0,5%.
Caratteristiche generali: massimo sovraccarico 100%; 4 indicatori numerici,

più indicatore sovraccarico, più indicatore polarità.

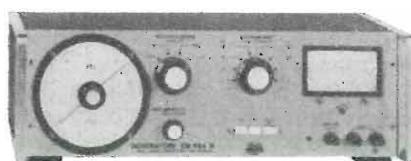
Generatore di onde quadre e sinusoidali EM 95 AR

E' un generatore transistorizzato a bassa frequenza che può fornire oscillazioni ad onda sinusoidale e quadra nel campo di frequenza tra 20 e 200.000 Hz; particolarmente adatto per studi e controlli di apparecchiature a bassa frequenza, amplificatori video, filtri, decodificatori, ecc.

Campo di frequenza: da 20 Hz a 200 kHz in 4 gamme.

Distorsione: < 1% (per onda sinusoidale).

Tempo di salita: 0,5 μs (per onda quadra).

Tensione di uscita: per onda sinusoidale 3,16 V su 600 Ω regolabile con continuità ed a scatti; per onda rettangolare

10 Vpp su 600 Ω regolabili a scatti di 10 dB.

Impedenza di uscita: 600 Ω.

Strumento: per il controllo del livello della tensione di uscita.

Oscilloscopio G 45

Oscilloscopio a larga banda con tubo da 5" ad elevata sensibilità, particolarmente progettato per l'osservazione e l'analisi di circuiti televisivi in un ampio campo di frequenza.

Amplificatore verticale

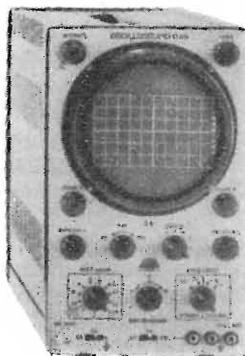
Sensibilità: 20 mVpp/cm.
Risposta di frequenza: dalla c.c. a 8 MHz.

Attenuatore: tarato in Vpp/cm, regolazione continua ed a scatti.
Impedenza di ingresso: 1 MΩ con 50 pF in parallelo.

Calibratore interno: ad onda trapezoidale.

Amplificatore orizzontale

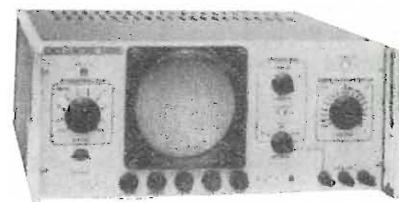
Sensibilità: 100 mVpp/cm.
Risposta di frequenza: da 5 Hz a 500 kHz.

Attenuatore: a regolazione continua ed a scatti.
Asse dei tempi: da 1Hz a 100 kHz in 5

gamme.
Asse Z: un impulso positivo spegne la traccia.
Sincronizzazione: interna, esterna ed alla frequenza di rete, con polarità negativa e positiva e con possibilità di regolazione continua.

Oscilloscopio G 402 CR

E' particolarmente adatto all'osservazione ed al controllo dell'ampiezza e della durata di qualsiasi forma d'onda in un ampio campo di frequenza. L'amplificatore verticale a larga banda permette l'osservazione di fenomeni aventi tempi di salita molto brevi.

Amplificatore verticale

Sensibilità: 10 mVpp/cm.

Risposta di frequenza: dalla c.c. a 10 MHz (3 dB a 7 MHz).
Attenuatore: tarato in mVpp/cm, regolazione continua ed a scatti (9 posizioni)
Impedenza di ingresso: 1 MΩ con 50 pF in parallelo.
Calibratore: consente di tarare l'amplificatore verticale direttamente in Vpp/cm tramite un generatore interno con un'ampiezza di 1 Vpp ± 2%.

Amplificatore orizzontale

Sensibilità 100 mVpp/cm.
Attenuatore: a regolazione continua.

Asse tempi

Tipo di funzionamento: ricorrente o comandato.
Portate: da 200 ms/cm a 0,5 μs/cm in 18 portate.
Sincronizzazione: interna, esterna, TV linea, TV quadro ed alla frequenza di rete, con polarità negativa e positiva e con possibilità di regolazione continua.

Asse Z

Impedenza di ingresso: 100 kΩ con 20 pF in parallelo.
Sensibilità: 10 V positivi sono sufficienti per illuminare la traccia.

Nuovi filtri a quarzo per HF della ITT

La ITT Components Group Europe ha iniziato la distribuzione di quattro nuovi filtri a quarzo per HF.
Questi filtri sono montati in contenitori miniaturizzati e predisposti per l'impiego con o senza trasformatore di uscita.
Trovano applicazione nelle grandezze di banda di canale di 50, 25, 20 e 12,5 kHz.
Sono disponibili le seguenti versioni:
Contenitore 03 per filtro a 4 e 6 poli
Contenitore 04 per filtro a 8 poli
Contenitore 05 per filtro a 10 poli
Contenitore 06 per filtro a 8 poli

■

Condensatori elettrolitici in alluminio della ITT ora disponibili con connettori assiali

Una nuova serie di condensatori miniaturizzati, tipo EN12.12, è stata aggiunta alla esistente gamma ITT di condensatori elettrolitici in alluminio coi due fili su una estremità.
La nuova versione con fili assiali, che interessa sia il settore « consumer » che quello professionale, è disponibile con capacità da 1 μF a 4.700 μF; voltaggio da 6,3 a 500 V.
Tutti i condensatori EN possono funzionare con temperature da − 25° a + 70° C e sono forniti in scatola isolante in alluminio.

■

Il nuovo relé di alte prestazioni della ITT con nuova tecnica di contatto

Un nuovo relé per alta corrente della ITT viene presentato per la prima volta al Salone dei Componenti di Milano. Si tratta del tipo 70 con capacità di commutazione di 10 A a 250 V.
Una particolare caratteristica del nuovo relé è il contatto mobile a scambio a ponte. Questo consente la resistenza al contatto prolungato e lunga durata attraverso un processo di aiuto-pulitura.
Il relé tipo 70 è disponibile con tensioni a bobina da 6 V a 60 V d.c. o 220 V a.c.
Una scelta di tipi di connessione prevede i terminali FASTON, per saldatura e per applicazioni in circuiti stampati (2,54 mm).
Le dimensioni del tipo 70 sono 39,5 x x 26,2 x 40,4 mm.
Il relé è conforme alle norme VDE0435 e VDE0110 gruppo C.

■

Una nuova gamma di condensatori al tantalio miniaturizzati

La ITT Components Group Europe annuncia l'arrivo in produzione di una nuova gamma di condensatori al tantalio TAM.
Le dimensioni massime di questi condensatori sono di 5 x 2,5 mm.
Sono disponibili per tensioni nominali da 3 a 35 V con capacità da 0,015 a 6,8 μF (secondo IEC - linea E6). La tolleranza è di ± 20% per tutti i valori di capacità.
Il condensatore al tantalio TAM è un condensatore elettrolitico a secco con anodo sinterizzato che, a causa delle sue ridotte dimensioni d'ingombro, consente un notevole risparmio di spazio nell'applicazione sui circuiti stampati.
Trovano applicazione in apparecchiature audiovisive, nei piccoli dispositivi telecitofonici, circuiti ibridi di scatto sgancio.

■

Nuovo contatore di impulsi a 6 cifre della ITT

Alla già ricca famiglia dei contaimpulsi meccanici ed elettromeccanici la ITT Components Group Europe ha aggiunto il tipo E607 a 6 cifre.
Questo contaimpulsi è, per caratteristiche tecniche, dimensioni e punti di fissaggio, identico al tipo a 5 cifre E507.
Entrambe le versioni sono provviste sul retro di quattro squadrette di fissaggio, ma possono comunque essere direttamente montate sulla parte frontale.
I tipi E507 ed E607 consentono l'asseramento e vengono impiegati in macchine distributrici e nei flippers.
La loro minima durata di vita è di un milione d'impulsi con una velocità di conteggio pari a max. 600 Imp./min.
Il campo di temperatura è da − 20° a + 70°.
Sono disponibili versioni per corrente continua ed alternata fino a 240 V.

Oscilloscopio transistorizzato TO6/7 (GRUNDIG)

Per funzionamento con rete oppure a batteria o con tensioni continue da 11 a 30 V. La batteria ricaricabile con la rete, mediante il cavo di carica, serve per ca. 8 ore di funzionamento. La larghezza di banda di 6 MHz soddisfa alle richieste del servizio in TVC. Schermo piatto da 7 cm. Amplificazione *Y*: amplificatore di tensione continua fino a 6 MHz. Coefficiente di deflessione 30 mV/cm, attenuazione con 6 stadi tarati e continui. Amplificazione *X*: amplificatore di tensione continua fino a 1 MHz, coefficiente di deflessione 1 V/cm. Deflessione del tempo: autooscillante con trigger e con trigger automatico. Campo di sincronismo da 2 Hz a 10 MHz. Campo del trigger da 2 Hz a 3 MHz.

■

Oscilloscopio ad impulsi JO16/13

Pregevole oscilloscopio di alta classe con linea di ritardo da 0,2 μsec. Amplificatore di tensione continua da 0 a 15 MHz, cinescopio a schermo piatto da 13 cm, tensione di confronto con strumento indicatore. Amplificazione *Y*: coefficiente di deflessione 30 mV/cm; attenuatore a sei stadi 30/100/300 mV/cm; 1/3/10 V/cm, tarato ± 3%; regolazione continua ca. 1 : 3,3; impedenza di entrata 1 MΩ II 36 pF. Amplificazione *X*: coefficiente di deflessione 100 mV/cm, campo di frequenza da 0 a 2 MHz (− 3 dB). Deflessione del tempo: con funzionamento autooscillante, sincronizzato, con sincro e con sincro automati-

co; successione campo di frequenza da 0 Hz a 300 kHz; scala del tempo in 14 scatti da 300 ms/cm a 0,1 µsec/cm. Modulazione di luminosità, reticolo illuminabile, indicatore di posizione del fascetto, tensione di deflessione del tempo disinseribile.

■

Cinquant'anni al servizio delle telecomunicazioni in Italia

La Società Italiana Telecomunicazioni Siemens ha mezzo secolo: per cinquant'anni il suo sviluppo ha coinciso con la crescita e l'espansione delle telecomunicazioni nel nostro Paese.
Costituita a Milano nel 1921, fin dalle origini assunse un carattere industriale attraverso la fabbrica di telefonia (Olap) dalla quale uscirono gran parte delle centrali telefoniche che costituirono il primo nucleo dell'automatizzazione delle reti urbane degli anni trenta. Poi venne la guerra, le distruzioni e infine ebbe inizio la ripresa: la società in questa occasione potè dare un validissimo contributo, oltre che alla ricostruzione della rete telefonica gravemente danneggiata, anche alla rinascita delle ferrovie, con la realizzazione di un sistema teleselettivo nazionale che ancora oggi costituisce un valido esempio di automatizzazione integrale.
Così, con il passare del tempo, la Siemens S.p.A., che operava allora in tutti i settori dell'elettrotecnica oltre che nelle telecomunicazioni, andava accentuando la sua vocazione per quest'ultimo ambito di attività. Tale orientamento ebbe un ulteriore impulso verso la metà degli anni '50 quando l'azienda — già sottoposta a sequestro governativo nell'immediato dopoguerra — venne ceduta alla STET, la finanziaria telefonica del Gruppo IRI. In questo clima andò maturando lo scorporo di tutte le attività non attinenti le telecomunicazioni — attuato nel 1960 — per consentire di concentrare tutti gli sforzi di ricerca e di produzione in questo settore che si profilava denso di sviluppi non solo quantitativi ma anche qualitativi, soprattutto per il continuo progredire delle tecniche elettroniche.
Oggi la SIT Siemens è la maggiore industria nazionale — e una delle più importanti in Europa — di telecomunicazioni ed elettronica; opera in tutti i settori relativi e, principalmente, nella commutazione elettromeccanica ed elettronica, nella trasmissione via filo, e via radio (anche tramite satelliti) per parole, dati e immagini e nell'elettroacustica. Con i suoi stabilimenti situati a Milano, a Settimo Milanese e nel Mezzogiorno — a L'Aquila e S. Maria Capua Vetere — l'azienda occupa quasi 20.000 dipendenti, fra i quali oltre 1.500 tecnici impegnati nella Ricerca e Sviluppo, elemento vitale per questo settore in fase di continua e costante evoluzione.
L'impegno dimostrato dalla società nel contribuire a risolvere i problemi del Mezzogiorno è fra l'altro confermato, in questa occasione cinquantenaria, dalla recente entrata in funzione di nuove unità produttive a L'Aquila e S. Maria C.V., che porteranno l'organico impiegato nel Meridione a superare quello occupato a Milano.

■

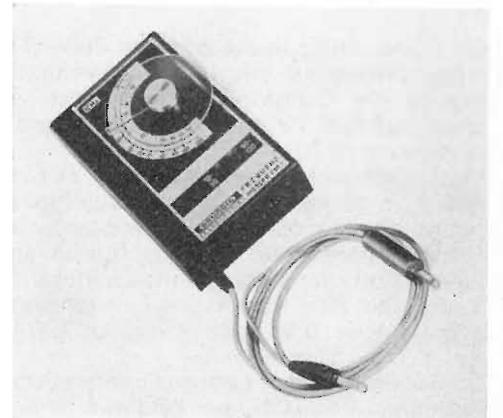
Oscilloscopio G8/13

Questo oscilloscopio con tubo a schermo piatto da 13 cm, e con un amplifcatore di tensione continua con 8 MHz di larghezza di banda, si presta per tutti gli scopi nel servizio radio, sui registratori e sui televisori in bianco e nero e a colori, come pure per l'osservazione diretta del segnale cromatico composito (FBAS). In esso è incorporata la tensione di confronto di 120 mV_{p-p}. Amplificatore *Y*: coefficiente di deflessione 30 mV/cm, gamma di frequenza (=) da 0 a 8 MHz (~), da 2 Hz a 8 MHz. Attenuatore 30/100/300 mV/cm, 1/3/10/30 V/cm. Impedenza di entrata 1 MΩ ll 36 pF. Deflessione del tempo: autooscillante con sincro e con sincro automatico. Base del

tempo: 9 scatti 10/3/1 ms/cm, 300/100/30/10/3/1 µsec/cm. In aggiunta a ciascuno una posizione per « figura » e « riga ». Sincronizzazione e comando interno (positivo e negativo), esterno (negativo), rete.

■

Frequenzimetro FM1

Unitamente ad un millivoltmetro a BF (ad alta resistenza), oppure ad un oscilloscopio, è possibile esaminare mediante il frequenzimetro FM1 rapidamente e con sicurezza il funzionamento e la frequenza degli oscillatori RF, specialmente sui registratori (è sufficiente avvicinarsi alla testina di cancellazione). La gamma di frequenze dell'apparecchio è commutabile da quella da 18 a 50 kHz a quella da 50 fino a 120 kHz.

PER APPARECCHI - STRUMENTI - COMPONENTI RADIO E TELEVISIONE VI INDICHIAMO I SEGUENTI INDIRIZZI

ACCESSORI E PARTI STACCATE PER RADIO E TV TRANSISTORI

ATES COMPONENTI ELETTRONICI S.p.A. - Milano
Via Tempesta, 2
Telefono 46.95.651 (4 linee)
Semicondutt. per tutte le applicazioni

Elettronica Industriale — ING. G. BARBUTI
LISSONE (Milano) Via Pergolesi 30
Tel. 039-417.83
Telecamere - Monitori - TV circuito chiuso - VIDEOCITOFONO.

emme esse
Antenne TV - Accessori vari
25025 MANERBIO (Brescia)
Telefono 93.83.19
Richiedere cataloghi

F.A.C.E. STANDARD - Milano
Viale Bodio, 33
Componenti elettronici ITT STANDARD

FANELLI - FILI - Milano
Via Aldini, 16
Telefono 35.54.484
Fili, cordine per ogni applicazione

ISOLA - Milano
Via Palestro, 4
Telefoni 795.551/4
Lastre isolanti per circuiti stampati

LIAR - Milano
Via Marco Agrate, 43
Tel. 530.273 - 530.873 - 530.924
Prese, spine speciali, zoccoli per tubi.

MALLORY
Pile al mercurio, alcaline manganese e speciali
Mallory Batteries s.r.l. - Milano
Via Catone, 3 - Telef. 3761888/890
Telex 32562

MISTRAL - Milano
Via Melchiorre Gioia, 72
Tel. 688.4103 - 688.4123

RADIO ARGENTINA - Roma
V. Torre Argentina, 47 - Tel. 565.989
Valvole, cinescopi, semicond., parti stacc. radio-TV, mater. elettronico e profess. Rich. listino.

seleco
INDUSTRIE A. ZANUSSI S.p.A. – 33170 PORDENONE
radiotelevisione — elettronica civile
alta fedeltà e complementari

S G S - Agrate Milano
Diodi Transistori

SPRING ELETTRONICA COMPONENTI
Di A. Banfi & C. - s.a.s.
BARANZATE (Milano)
Via Monte Spluga, 16
Tel. 990.1881 (4 linee)

THOMSON ITALIANA
Paderno Dugnano (Milano)
Via Erba, 1 - Tel. 92.36.91/2/3/4
Semiconduttori - Diodi - Transistori

VORAX - Milano
Via G. Broggi, 13
Telefono 222.451
(entrata negozio da via G. Jan)

ANTENNE

AUTOVOX - Roma
Via Salaria, 981
Telefono 837.091

BOSCH Impianti centralizzati d'antenna Radio TV
EL.FAU S.r.l. 20125 MILANO
VIA PERRONE DI S. MARTINO, 14 - TELEF. 60.02.97

FRINI ANTENNE
Cosruzioni antenne per: Radio - Autoradio - Transistor - Televisione e Componenti

FRINI ANTENNE
Cesate (Milano)
Via G. Leopardi - Tel. 99.55.271

NUOVA TELECOLOR S.r.l. - Milano
Via C Poerio 13
Tel. 706235 - 780101
ANTENNE KATHREIN

APPARECCHIATURE AD ALTA FEDELTA' REGISTRATORI

COSTRUZIONI RADIOELETTRICHE

Rovereto (Trento)
Via del Brennero - Tel. 25.474/5

LARIR INTERNATIONAL - Milano
Viale Premuda, 38/A
Tel. 780.730 - 795.762/3

VIA SERBELLONI, 1 - 20122 MILANO
TEL. 799.951 - 799.952 - 799.953

Ortophonic di SASSONE

Via B. Marcello, 10 - Tel. 202.250
MILANO

Ampl. Preampl. Alta fedeltà esecuz. impianti.

R. B. ELETTRONICA di R. Barbaglia

Via Carnevali, 107

20158 Milano - Tel. 370.811

**Radio e fonografia elettrocoba
Apparecchiature HiFi
elettroniche a transistori**

COSTRUZIONI ELETTROACUSTICHE DI PRECISIONE

Direzione Commerciale: MILANO

**Via Alberto Mario, 28 - Milano
Tel. 46.89.09**

**Stabil. e Amm.ne: REGGIO EMILIA
V. G. Notari - S. Maurizio - Tel. 40.141**

RIEM - MILANO

Via dei Malatesta, 8

Telefono, 40.72.147

SOCIETA' ITALIANA TELECOMUNICAZIONI SIEMENS S.p.A.

Sede, direz. gen. e uffici:
20149 MILANO
P.le Zavattari, 12 - Tel. 4388

**AUTORADIO
TELEVISORI
RADIOGRAMMOFONI
RADIO A TRANSISTOR**

AUTOVOX - Roma

Via Salaria, 981
Telefono 837.091
Televisori, Radio, Autoradio

TELEVISORI RADIO ELETTRODOMESTICI

IRT
IMPERIAL Radio e Televisori
Milano: Via G. B. Grassi, 98 - Tel: 35.70.941/4

CONDOR - Milano

Via Ugo Bassi, 23-A
Tel. 600.628 - 694.267

**TRANSISTORS
STABILIZZATORI TV**

Soc. in nome coll.
di Gino da Ros & C.
Via L. Cadorna
VIMODRONE (Milano)
Tel. 25.00.263 - 25.00.086 - 25.01.209

Radio and Television - S.p.A. Italiana
80122 - NAPOLI
Via Nevio, 102 d - Tel. 303500

EUROPHON - Milano

Via Mecenate, 86

Telefono 717.192

FARET - VOXSON - Roma

Via di Tor Corvara, 286

Tel. 279.951 - 27.92.407 - 27.90.52

MANCINI - Milano

Via Lovanio, 5

Radio, TV, Giradischi

NAONIS

INDUSTRIE A. ZANUSSI S.P.A. - PORDENONE
lavatrici televisori frigoriferi cucine

PHONOLA - Milano

Via Montenapoleone, 10

Telefono 70.87.81

RADIOMARELLI - Milano

Corso Venezia, 51

Telefono 705.541

ROBERT BOSCH S.p.A. - Milano

Via Petitti, 15

Autoradio Blaupunkt

Milano - Via Stendhal 45

Telefono 4225911

Televisori componenti radio

TRL

ELECTRONICS
**Fono - Radio
Mangiadischi
Complessi stereofonici**
LECCO
Via Belvedere, 48
Tel. 27388

ULTRAVOX - Milano

Viale Puglie, 15

Telefono 54.61.351

BOBINATRICI

PARAVICINI - Milano

Via Nerino, 8

Telefono 803.426

CONDENSATORI

DUCATI ELETTROT. MICROFARAD
Bologna
Tel. 400.312 (15 linee) - Cas. Post. 588

ICAR - MILANO
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

GIOGHI DI DEFLESSIONE TRASFORMATORI DI RIGA E.A.T. TRASFORMATORI

C E A - Elettronica
GROPELLO CAIROLI (**Pavia**)
Via G. B. Zanotti
Telefono 85 114

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

LARE - Cologno Monzese (Milano)
Via Piemonte, 21
Telefono 2391 (da Milano 912-2391)
Laboratorio avvolgim. radio elettrici

GIRADISCHI AMPLIFICATORI ALTOPARLANTI E MICROFONI

LENCO ITALIANA S.p.A.
Osimo (Ancona)
Via del Guazzatorre, 225
Giradischi - Fonovalige

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 6 - Tel. 69.94
Giradischi

COSTRUZIONI ELETTROACUSTICHE DI PRECISIONE

Direzione Commerciale: MILANO
Via Alberto Mario, 28 - Milano
Tel. 46.89.09
Stabilim. e Amm.ne: REGGIO EMILIA
V. G. Notari - S. Maurizio - Tel. 40.141

RIEM - Milano
Via dei Malatesta, 8
Telefono, 40.72.147

SOCIETA' ITALIANA TELECOMUNICAZIONI SIEMENS S. p. A.
Sede, direz. gen. e uffici:
20149 MILANO
P.le Zavattari, 12 - Tel. 4388

GRUPPI DI A. F.

LARES - Componenti Elettronici S.p.A.
Paderno Dugnano (Milano)
Via Roma, 92

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3
Telefono 69.94

RICAGNI - Milano
Via Mecenate, 71
Tel. 504.002 - 504.008

POTENZIOMETRI

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

LIAR - Milano
Via Marco Agrate, 43
Tel. 530.273 - 530.873 - 530.924

RESISTENZE

RE.CO S.r.l. FABB. RESISTENZE
Via Regina Elena, 10 - Tel. (035) 901003
24030 MEDOLAGO (Bergamo)

RAPPRESENTANZE ESTERE

Ing. S. e Dr. GUIDO BELOTTI - Milano
Piazza Trento, 8 - Tel. 542.051/2/3
Strumenti di misura
Weston - Biddle - Sangamo Electric - Tinsley - Evershed & Vignoles - Wayne Kerr - Felten & Guilleaume

LARIR INTERNATIONAL - Milano
Viale Premuda, 38/A
Tel. 780.730 - 795.762/3

SILVERSTAR - Milano
Via dei Gracchi, 20
Tel. 46.96.551

SIPREL - Milano
Via S. Simpliciano 2 - Tel. 861.096/7
Complessi cambiadischi Garrard, valigie grammofoniche Suprovox

STABILIZZATORI DI TENSIONE

LARE - Cologno Monzese (Milano)
Via Piemonte, 21
Telefono 2391 (da Milano 912-239)
Laboratorio avvolgim. radio elettrico

E' USCITO

Lo ZeroZerolibro

SPIONAGGIO ELETTRONICO

L'uso di dispositivi d'intercettazione o di disturbo era, sino a poco tempo fa, a portata di pochi, poiché si trattava di apparecchi molto costosi, costruiti, quasi su commissione, da tecnici-artigiani. I clienti esclusivi erano le agenzie di investigazione, la polizia e i servizi di sicurezza oltre alle grandi industrie per lo spionaggio e il controspionaggio industriale.

Con la diffusione — diremmo quasi al livello « consumistico » — dei transistori e dei ridottissimi circuiti elettrici che impiegano transistori, l'elettronica ha ora reso accessibile anche ai privati e ai dilettanti in vena di « fare la spia », la costruzione e quindi l'uso dei dispositivi necessari a seguire una conversazione, a proteggersi da eventuali controlli, a registrare tutto ciò che vien detto in un ambiente, in una parola, a « mettere il naso » nelle faccende altrui.

Lasciando da parte, per il momento, ogni valutazione sul carattere negativo di questo aspetto dello spionaggio, si può ridimensionarne la portata d'applicazione, osservando che anche in casa, per un uso inoffensivo, un dispositivo di controllo può aiutare molto: per sorvegliare a distanza i giochi o il sonno dei figli, ad esempio, per avere notizie in ogni momento, quando si sia bloccati in un locale, su ciò che accade nel resto della casa, per difendersi dai ladri e dai malintenzionati...

Nel libro « **Spionaggio elettronico** » vengono passati in rassegna tutti i possibili strumenti della perfetta spia: dalla « cimice » introdotta nel microfono del telefono, che trasmette le conversazioni a una notevole distanza tramite una normale radio, appena modificata; dalla borsa diplomatica che contiene una centrale di registrazione e trasmissione dei minimi rumori e di tutte le voci di un ambiente, sino alla chitarra trasformata in modo da diffonderne il suono amplificato in altri ambienti, come se provenisse da una chitarra elettrica; dal microfono eccezionalmente fedele che riesce, pur essendo piccolissimo, a captare e quindi diffondere a distanza le voci di persone in movimento e anche le parole susurrate.

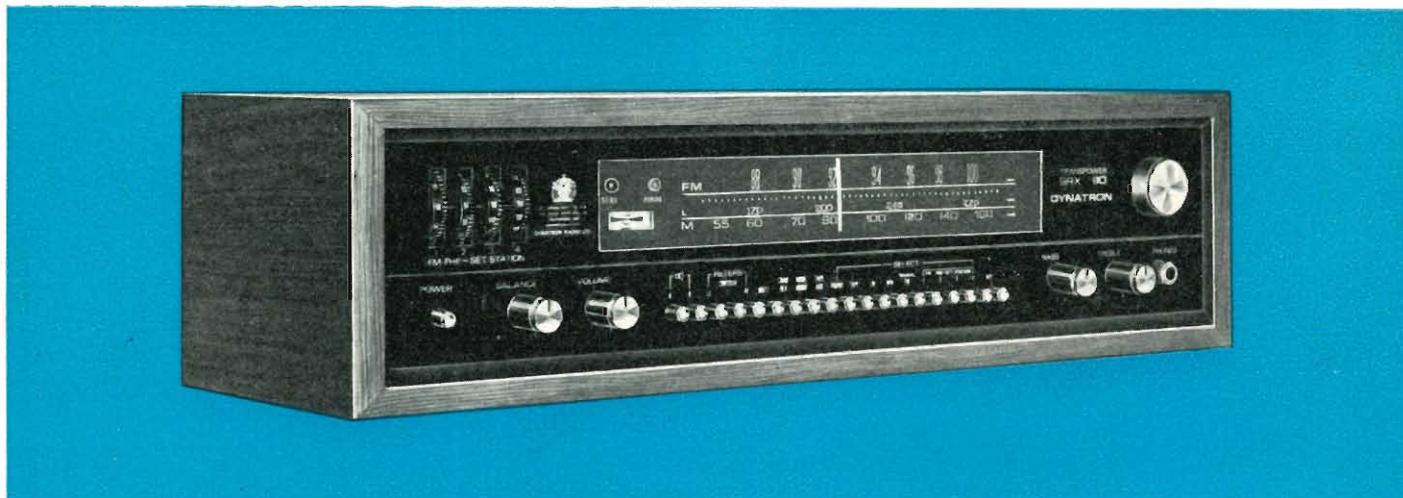
Di questi e di altri più raffinati dispositivi nel libro si elencano e si descrivono il funzionamento, la costruzione pratica — con la rassegna precisa di ciò che occorre e dello schema elettrico da seguire — e la messa a punto, con una serie di consigli dettagliati e di uso immediato che aiutano l'aspirante spia.

I « pezzi » che occorrono sono tutti esistenti in commercio e poco costosi.

Questo volume tratta i dispositivi per lo spionaggio: **la Casa Editrice il Rostro ha già in preparazione,** a tale proposito, un **secondo volume,** che insegnerà a difendersi da eventuali intromissioni altrui e **che insegnerà,** quindi, **come si fa il controspionaggio.**

EDITRICE IL ROSTRO

20155 MILANO - Via Monte Generoso 6a - Telefoni 321542 - 322793

Ricevitore a transistors AM/FM Stereo da 80 Watt RMS mod. STA - 90

Il più recente e perfetto prodotto della DYNATRON con comando di sintonia manuale e preselezione semiautomatica a pulsanti!
Il sintonizzatore del STA-90 contiene due discriminatori FET, 4 stadi di MF e 8 diodi accoppiati (Sistema varicap per la sintonia).

CARATTERISTICHE TECNICHE:
SEZ. SINTONIZZATORE FM:

Sensibilità: 1,5 μV 15 dB S/D al 30% di mod., 4 μV a 45 dB di S/D e 100 μV a 60 dB di S/D • **Gamma di frequenza:** Manuale da 87 a 101 MHz. semiautomatica da 87,5 a 108 MHz • **Soppressione AM:** 40 dB a 10 μV d'ingresso e 30% di mod. • **Separazione dei canali:** Migliore di 30 dB • **Soppressione 19/38 KHz:** Migliore di 38 dB • **SCA:** 50 dB • **AFC:** 650/500 KHz • **Impedenza d'antenna:** 300 e 75 ohm • **SEZ. SINTONIZZATORE AM: Gamma di frequenza:** OM da 585 a 1620 KHz, OL da 150 a 270 KHz • **Sensibilità:** 15 μV con 20 dB di S/D • **AGC:** + 60 dB per 10 dB di variazione del livello audio • **SEZ AMPLIFICATORE: Potenza d'uscita:** 45 + 45 Watt continui su 3 ohm, 40 + 40 Watt su 4 ohm, 24 + 24 Watt su 8 ohm e 18 + 18 Watt su 16 ohm • **Distorsione armonica:** 0,2% • **Risposta di frequenza:** Radio = da 30 a 20.000 Hz ± 1 dB; Ingresso nastro = da 15 a 35.000 Hz ± 3 dB e Fono = da 35 a 20.000 Hz ± 1,5 dB • **Sensibilità ingressi:** Nastro 150 mV, Fono 2,3 mV • **Rumore:** Ingressi alto livello —70 dB, basso livello —65 dB • **Uscite:** Registratore 150 mV su carico di 20 Kohm o maggiore, Cuffia stereo bassa ed alta impedenza • **Controlli di tono:** Bassi ± 10 dB a 100 Hz, Alti ± 10 dB a 10 KHz • **Filtri:** Antirombo —15 dB a 20 Hz, Antifruscio —25 dB a 20 KHz • **Separazione dei canali:** migliore di 40 dB a 10 KHz • **transistors:** 35 + 2 FET + 1 circuito integrato + 29 diodi • **Alimentazione:** 220 V 50 Hz 150 Watt • **Accessori forniti:** mobiletto contenitore di legno di teak.

mod. HFC - 91

Complesso ricevitore e giradischi Goldring-Lenco con testina Goldring magnetica, in un unico mobiletto contenitore

il **HFC** è equipaggiato con il ricevitore mod **STA-90**, il giradischi **Goldring/Lenco mod. GL-75** con testina magnetica mono/stereo **Goldring mod. G-800.** Il tutto racchiuso in un elegante mobiletto di legno di teak con copertura antipolvere di plexiglass.

Per l'invio dei cataloghi ALTA FEDELTA' e STRUMENTI ELETTRICI, trattandosi di pubblicazione di peso rilevante ai fini della tassazione postale, siamo costretti, ns. malgrado, a richiedere L. 500.— in francobolli, a titolo esclusivo di rimborso spese postali.

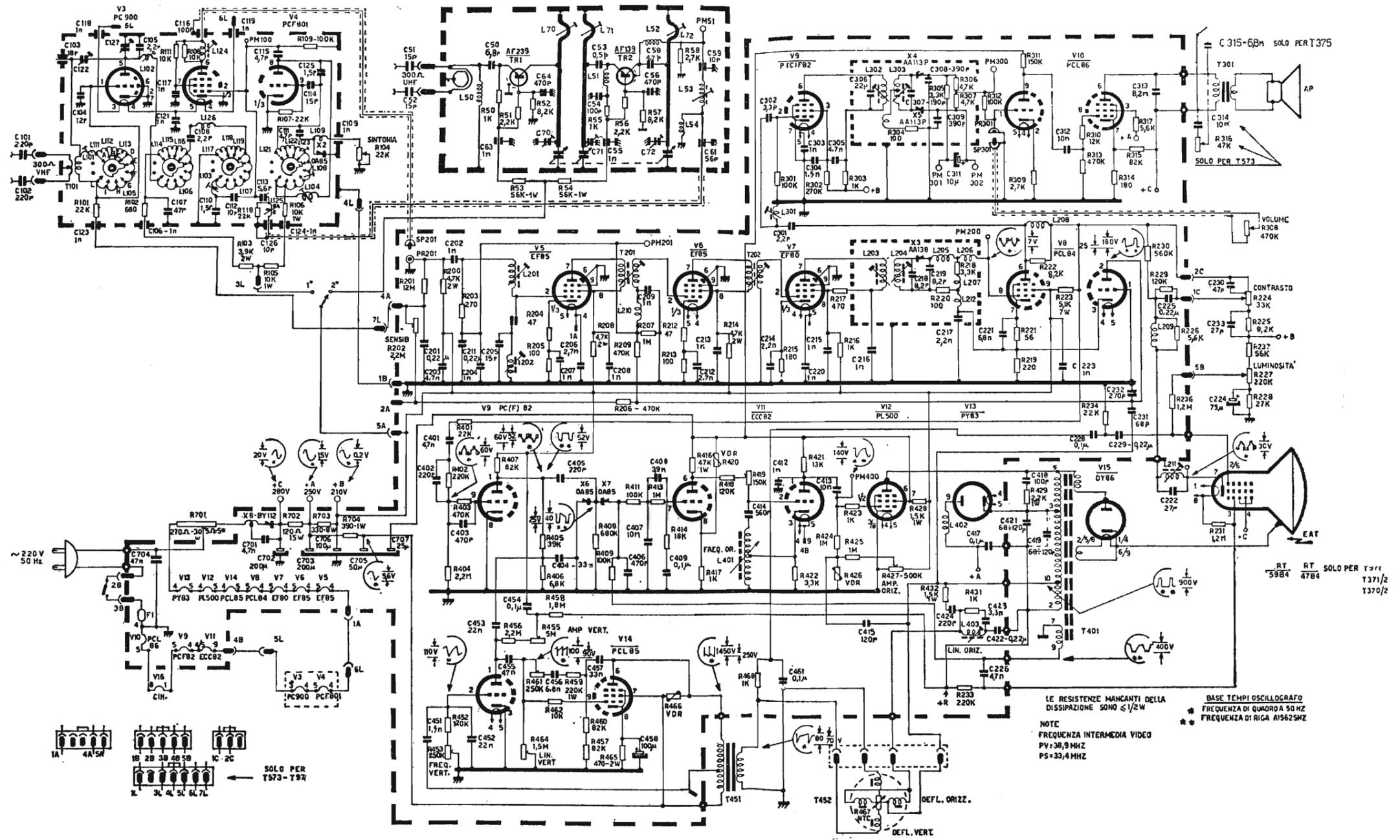
AGENTI GENERALI PER L'ITALIA

LARIR International s.p.a.

20129 MILANO

VIALE PREMUDA 38/a TEL. 79 57 62/63 - 78 07 30

Archivio schemi

TV mod. 2327

Schema elettrico del ricevitore di TV siemens mod. 2327